15

Schakelingen voor radio- en TV-toepassingen

Inhoud

■/■■ reeds gepubliceerd
▒/▒▒ gepland voor de volgende aanvullingen

Deel 15: Schakelingen voor radio- en TV-toepassingen

15/1

Achtergrond-informatie

Inhoud

15/1.1

Werking van analoge radio-ontvangers

Inleiding

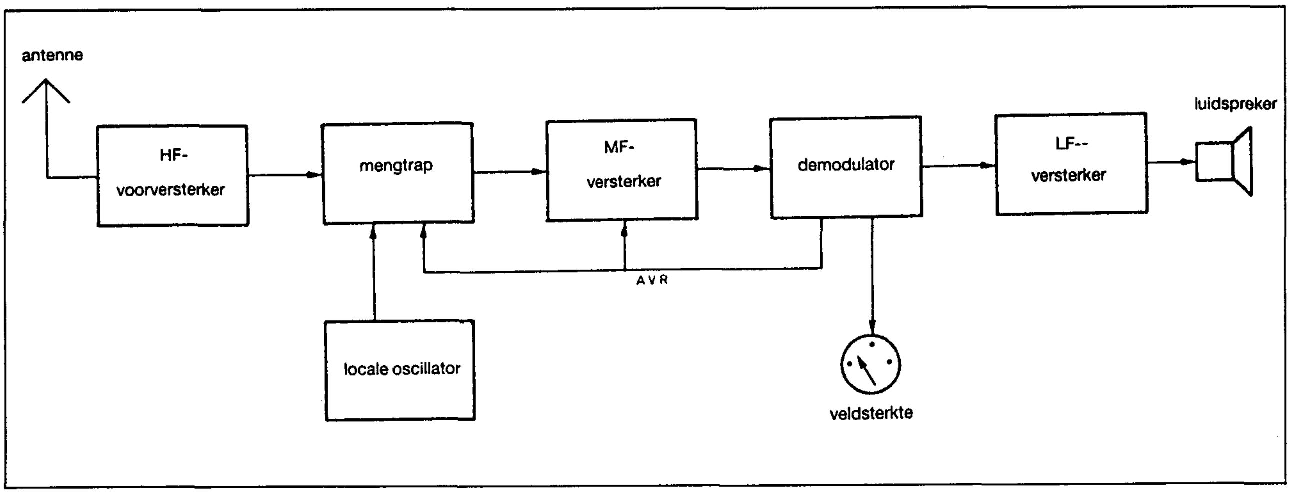
Het heterodyne principe

Alle moderne AM- en FM-ontvangers werken volgens het heterodyne principe. Het blokschema van een heterodyne ontvanger is getekend in figuur 15/1.1-1.

Het antenne-signaal wordt aangeboden aan de ingang van een hoogfrequent versterker, die afstembaar is op de frequentie van het zendersignaal.
Na deze versterking gaat het reeds geselecteerde zendersignaal naar een ingang van een menger.
De tweede ingang van de menger wordt gestuurd met het uitgangssignaal van de zogenaamde locale oscillator. Dat is een sinusoscillator die ingesteld wordt op een bepaalde frequentie. De afstemming van de HF-voorversterker en de locale oscillator gebeurt met één bedieningselement. Tussen de afstemfrequentie van de HF-versterker en de oscillatiefrequentie van de locale oscillator bestaat een bepaalde relatie. Het frequentieverschil wordt namelijk constant gehouden op een bepaalde waarde.

Bij het mengen van twee sinusvormige signalen ontstaan er een heleboel mengsignalen met verschillende frequenties. Een daarvan is de verschilfrequentie, die men de middenfrequentie noemt.
Als dus f_z de zenderfrequentie is waarop de HF-voorversterker staat afgestemd en f_o de frequentie is van de locale oscillator, dan zal de middenfrequentie f_{MF} gelijk zijn aan:

$$f_{MF} = f_o - f_z$$



Figuur 15/1.1-1: Het blokschema van een heterodyne ontvanger.

Door de koppeling bij het afstemmen tussen locale oscillator en HF-voorversterker zal f_{MF} constant zijn en dus volledig onafhankelijk van de zenderfrequentie.

Dit middenfrequent signaal met constante frequentie wordt nu verder versterkt in de MF-versterker. Afhankelijk van de kwaliteit van het apparaat zal deze versterker uit één of verschillende in cascade geschakelde trappen bestaan. Omdat de menger ook signalen levert met andere frequenties is het absoluut noodzakelijk dat de MF-versterker afgestemd is op de frequentie van het MF-signaal. Op deze manier wordt alleen dit signaal versterkt en alle overigen onderdrukt.

Na de MF-versterker volgt de demodulator, die de laagfrequente informatie uit het MF-signaal afleidt, eventueel de stereo-decoder en de LF-versterker.

In de meeste gevallen is de versterkingsfactor van de MF-versterker voor AM niet constant, maar afhankelijk van de grootte van het ontvangen zendersignaal. Voor dit systeem van automatische versterkingsregeling, AVR genoemd, wordt gebruik gemaakt van een stuursignaal dat uit de demodulator wordt afgeleid.
Dank zij dit automatische regelsysteem zal het signaal op de uitgang van de MF-versterker in grote mate onafhankelijk zijn van de veldsterkte van het ontvangen zendersignaal. Zwakke zenders worden dus even sterk ontvangen als sterke zenders!

De middenfrequentie
De waarde van de middenfrequentie is min of meer gestandaardiseerd. Voor AM-ontvangers wordt meestal 460 kHz gebruikt, hoewel men soms afwijkende getallen aantreft. De MF van een FM-ontvanger is gestandaardiseerd op 10,7 MHz.
Hoewel, bij moderne FM-ontvanger IC's wordt vaak door middel van een tweede mengtrap naar een veel lagere frequentie terug geschakeld!

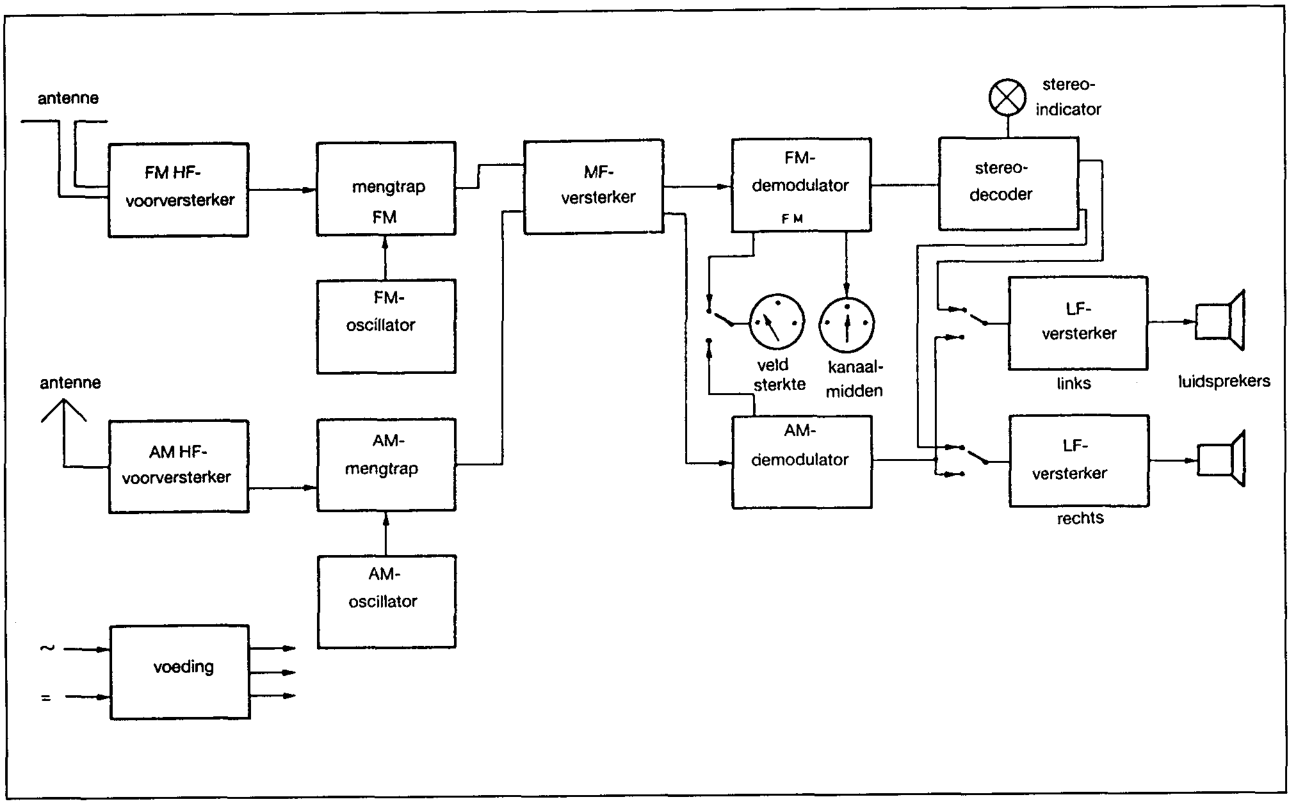
Die frequenties van 460 kHz en 10,7 MHz zijn niet willekeurig gekozen. Dat zijn namelijk twee frequenties die niet in het zenderverkeer gebruikt worden en die niet in de ruimte om ons heen aanwezig zijn. Er bestaat dus geen kans dat de MF-versterkers van radio's worden gestoord door rechtstreekse instraling van HF-signalen met deze frequenties.

Voor- en nadelen van het heterodyne principe
In theorie is het niet noodzakelijk gebruik te maken van een heterodyne schakeling om een radio-ontvanger op te bouwen.
Men kan namelijk ook werken volgens het zogenaamde rechtuit principe, waarbij uit het volledige aanbod aan HF-signalen in de ruimte het zendersignaal door middel van zeer smalbandige afgestemde versterkers rechtstreeks wordt geselecteerd en nadien gedemoduleerd.
Men moet dan echter een aantal selectieve HF-trappen ontwerpen en deze trappen moeten bovendien allemaal door middel van één zenderselectie-element worden afgestemd op de zenderfrequentie. Dat is een zeer moeilijke ontwerptechnische opgave, waarvan men verlost is als men volgens het heterodyne proces werkt. Dan moeten immers alleen de eentraps HF-voorversterker en de locale oscillator gezamenlijk worden afgestemd.

De voordelen van het heterodyne principe kan men als volgt samenvatten:
- eenvoudige opbouw;
- hoge versterking mogelijk in de MF-trappen;
- goede selectiviteit;
- goede regeleigenschappen van de AVR.

Als nadeel kan genoemd worden dat in de menger, naast het nuttige MF-signaal, nog een aantal andere signalen ontstaan die men de spiegelfrequentie signalen noemt. Deze kunnen de werking van de MF-versterker verstoren.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



Figuur 15/1.1-2: Het blokschema van een gecombineerde radio-ontvanger.

Deze kunnen echter onderdrukt worden door zeer selectieve MF-trappen te ontwerpen.

De ontvangstbanden

Een standaard radio-ontvanger beschikt over vier ontvangstbanden, waarvan er drie amplitude gemoduleerd (AM) zijn en één werkt met frequentie modulatie (FM).

- De lange golf (LW) bestrijkt het frequentiegebied van 150 kHz tot 285 kHz en wordt in amplitude gemoduleerd.
- De midden golf (MW) gaat van 535 kHz tot 1.605 kHz en werkt ook met het AM-principe.
- De korte golf (SW) heeft een frequentiebereik van 6 MHz tot 21,45 MHz en werkt ook met AM-signalen.
- De ultra korte golf (UKW) bestrijkt het frequentiegebied van 88 MHz tot 108 MHz en werkt met frequentie modulatie.

Blokschema van een gecombineerde ontvanger

Het blokschema van een radio-ontvanger die zowel AM- als FM-signalen kan ontvangen is iets ingewikkelder dan het principiële blokschema van figuur 15/1.1-1. Dit blokschema is getekend in figuur 15/1.1-2 en wordt nu in het kort besproken.

Het eerste dat opvalt is dat het HF-deel, bestaande uit de HF-voorversterker, locale oscillator en menger, dubbel is uitgevoerd. De frequentiebanden van AM en FM liggen zover uit elkaar dat het onmogelijk is daarvoor dezelfde schakeling toe te passen. Zo is het bijvoorbeeld noodzakelijk deze schakelingen voor FM volledig van de rest van de elektronica af te schermen. Meestal worden deze schakelingen ondergebracht in een blikken module, waar men slechts de aan-

sluitingen voor de antenne, de voeding, de 10,7 MHz uitgang en de afstemspanning op aantreft.

De MF-versterker kan gemeenschappelijk zijn, maar is vaak ook dubbel uitgevoerd. Omdat de FM-signalen meer middenfrequente versterking nodig hebben dan de AM-signalen zal men bij een gemeenschappelijk systeem vaak enige trappen aantreffen, die alleen voor de FM worden ingeschakeld.
Bij een gemeenschappelijke MF-versterker worden de trappen ofwel mechanisch, ofwel elektronisch omgeschakeld van de ene naar de andere frequentie.
Vervolgens treft men twee demodulatoren aan, omdat er voor het demoduleren van een AM-signaal heel andere schakelingen nodig zijn dan voor het demoduleren van een FM-signaal.
Het gedemoduleerde FM-signaal wordt aangeboden aan de stereo-decoder en stuurt nadien de twee eindversterkers.

De HF-voorversterker

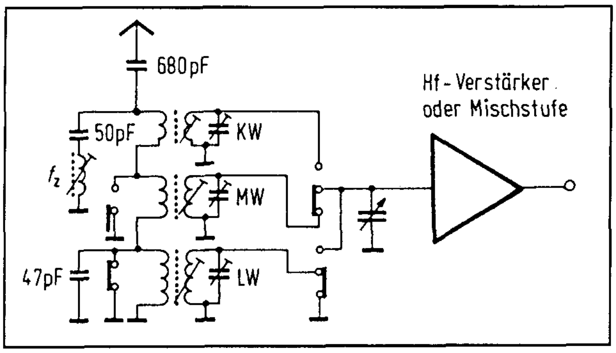
Inleiding

De HF-voorversterker heeft tot voornaamste taak het signaal van de antenne te versterken en eventueel al een zender uit het totale aanbod aan informatie te selecteren.
Maar daarnaast heeft deze schakeling nog enige andere functies.
Een van de voornaamste nevenfuncties is het scheiden van de antenne van de locale oscillator, zodat laatstgenoemde schakeling niet als zender kan gaan werken en zijn signaal via de antenne de ether in kan slingeren.

De HF-voorversterker voor AM

Bij de AM-sectie wordt vrijwel steeds een afgestemde versterker gebruikt. Dat betekent dat er heel wat schakelwerk aan te pas komt, omdat de afstemkringen van deze versterker uiteraard moet worden omgeschakeld als men wil omschakelen van band.

In figuur 15/1.1-3 is een voorbeeld gegeven van een HF-voorversterker voor AM met drie omschakelbare banden en met externe antenne-aansluiting. De schakeling bestaat uit drie afzonderlijke afgestemde LC-kringen, die voor de eigenlijke HF-versterker zijn opgenomen.

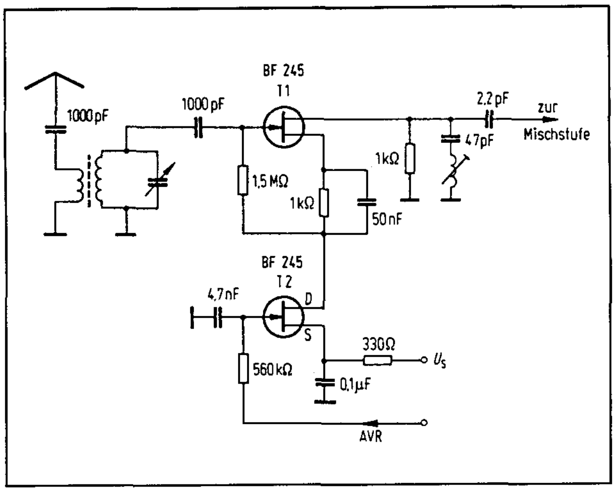


Figuur 15/1.1-3: Schema van een HF-voorversterker voor AM met externe antenne.

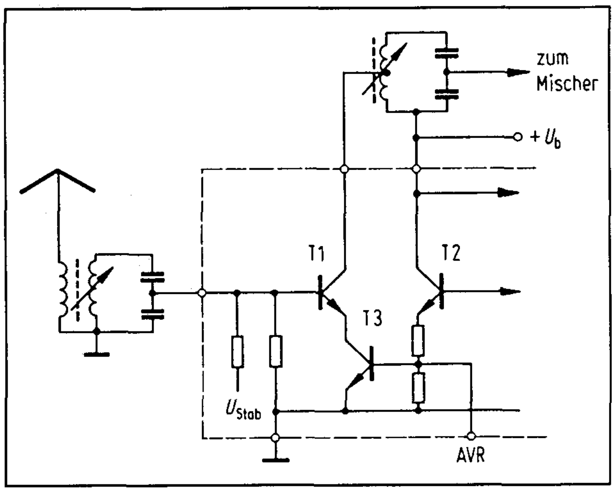
De kringen worden afgestemd met drie regelbare condensatoren, die op één as zijn gemonteerd.
Bij selecteren van de korte golf band worden de twee antennespoelen voor midden en lange golf kortgesloten. Bij selectie van de midden golf blijft de kortsluiting over de lange golf kring bestaan.

Hoewel het tegenwoordig mogelijk is speciale geïntegreerde HF-versterkers toe te passen zal men toch nog vaak discreet opgebouwde schakelingen aantreffen. In figuur 15/1.1-4 wordt als voorbeeld een kwalitatief hoogwaardige HF-voorversterker voor de AM-bereiken geschetst. Voor de eenvoud van het schema is dit alleen getekend voor één bepaalde band. De schakeling bestaat uit twee in cascade geschakelde FET-trappen, waarvan de onderste wordt gebruikt voor het regelen van de versterking van de bovenste trap. Door de AVR ook op de HF-voorversterker in te laten werken wordt voorkomen dat deze trap wordt overstuurd, waardoor harmonischen zouden kunnen ontstaan

die tot kruismodulatie in de mengtrap aanleiding kunnen geven.



Figuur 15/1.1-4: HF-voorversterker voor AM met twee FET's en automatische versterkingsregeling.

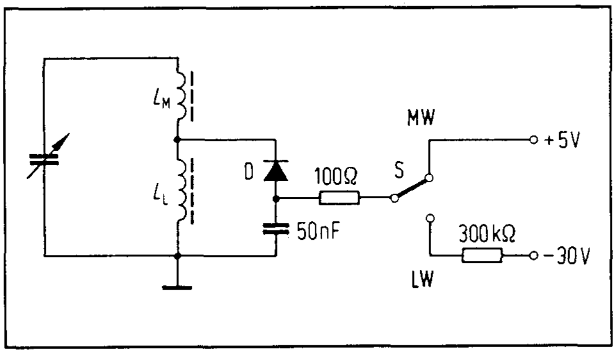


Figuur 15/1.1-5: Een geïntegreerde HF-voorversterker voor AM.

In figuur 15/1.1-5 wordt het schema gegeven van een HF-voorversterker met een geïntegreerde schakeling. In de meeste IC's voor dit soort toepassingen wordt gebruik gemaakt van verschilversterkers. De afstemkring wordt capacitief aan de basis van de eerste verschiltransistor aangeboden. Het signaal wordt capacitief van de collector van de tweede trap afgenomen en gaat naar de menger. Ook deze koppeling gaat via een afgestemde kring, hetgeen tot gevolg heeft dat de schakeling een goede spiegelonderdrukking heeft.

De derde transistor T3 wordt gestuurd uit het AVR-signaal. Deze trap werkt als variabele emitterweerstand en werkt dus als tegenkoppeling waardoor bij grote ingangssignalen de versterking kleiner wordt.
De instelling van de verschilversterker wordt van de interne bias-voorziening betrokken.

Band-omschakelen met dioden
In moderne ontvangers zal men het omschakelen van de ene AM-band naar de andere niet met behulp van schakelaars uitvoeren, maar met dioden. Het principe van een dergelijk systeem is geschetst in figuur 15/1.1-6.



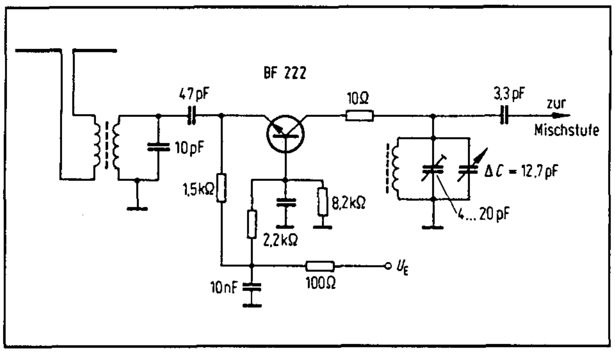
Figuur 15/1.1-6: Het omschakelen van de ene naar de andere AM-band met behulp van een schakeldiode.

De schakeldiode D staat via de condensator van 50 nF parallel geschakeld aan de lange golf spoel L_L. Bij het afstemmen op de midden golf wordt de anode van de diode via de voorschakelweerstand van 100 Ω op een spanning van +5 V aangesloten. De kathode ligt via de laagohmige spoel aan de massa. De diode gaat dus geleiden en de forse diodestroom zorgt ervoor dat de inwendige weerstand van de diode zeer laag wordt. De diode sluit dus de lange golf spoel kort over de condensator van 50 nF. Bij het omscha-

kelen van de schakelaar wordt de anode van de diode verbonden met een zeer hoge negatieve spanning van -30 V. De diode gaat sperren, haar inwendige weerstand wordt zeer groot en de lange golf spoel wordt in de schakeling van de afgestemde kring opgenomen. De serieweerstand van 300 kΩ zorgt ervoor dat de afgestemde kring niet laagohmig belast wordt door de zeer lage impedantie van de voeding.

HF-voorversterker voor FM

BIj FM-ontvangers zal de schakeling van de HF-voorversterker vaak zo breedbandig zijn, dat alle frequenties uit de volledige band even veel versterkt worden. Dat is een rechtstreeks gevolg van het feit dat de antenne-koppeling bij dergelijke hoge frequenties de afstemming van een selectieve versterker erg kan beïnvloeden. De werking van de schakeling zou dan te zeer afhankelijk worden van de manier waarop de antennekabel wel of niet op de schakeling is aangepast.



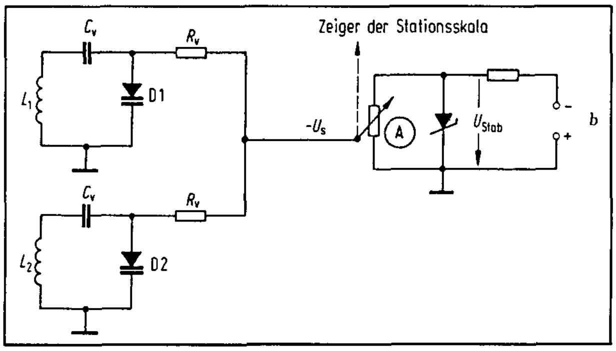
Figuur 15/1.1-7: Een HF-voorversterker voor FM met afgestemde kring in de collectorlijn.

Past men toch een afgestemde versterker toe, dan zullen de afgestemde kringen alleen opgenomen worden in de uitgangskringen van de voorversterker, zodat de invloed van de antenne-koppeling op de schakeling geminimaliseerd wordt. In figuur 15/1.1-7 is een dergelijke schakeling getekend. De antenne wordt inductief gekoppeld met de emitter van de transistor. Alle schakelingen zullen gebruik maken van een transistortrap, geschakeld in geaarde basisschakeling. Het signaal wordt dus ingekoppeld in de emitterkring, die veel laagimpedanter kan zijn dan de gemiddelde basiskring en dus veel beter aangepast kan worden aan de lage impedantie van de antenne en antennekabel.

De afgestemde kring is opgenomen als collectorbelasting en wordt in dit geval afgestemd door middel van een condensator. Vanwege de zeer hoge frequenties die in het spel zijn zal men maar weinig schakelingen aantreffen die zij uitgerust met geïntegreerde schakelingen.

Het afstemmen met behulp van varicap-dioden

In de meeste moderne radio-ontvangers wordt volledig elektronisch op de zender afgestemd. De ouderwetse, grote en dure schakelingen met regelbare spoelen of regelbare condensatoren zijn vervangen door systemen waarbij varicap-dioden alle af te stemmen kringen synchroon beïnvloeden. Het basisprincipe van een varicap afstemming is getekend in figuur 15/1.1-8.



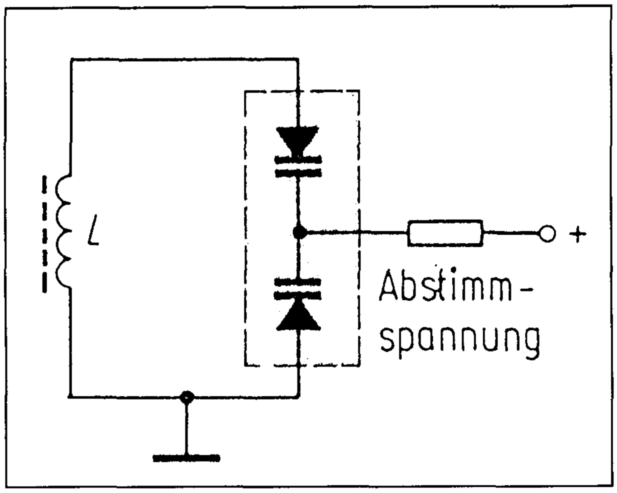
Figuur 15/1.1-8: Het afstemmen van een HF-versterker door middel van varicap-dioden.

Uit een vrij hoge voedingsspanning (ongeveer 50 V) wordt een zeer stabiele spanning van ongeveer -30 V afgeleid. Over de referentiediode is een potentiometer gescha-

keld. De loper van deze potentiometer wordt via hoogohmige weerstanden verbonden met de anodes van de varicap-dioden. De weerstanden zorgen voor een goede ontkoppeling tussen de verschillende kringen onderling en verhinderen dat de kringen worden belast door de vrij lage impedantie van de stuurspanning. De dioden worden dus in sper gestuurd, hetgeen noodzakelijk is omdat immers de spercapaciteit van de dioden wordt gebruikt om de kringen af te stemmen. Bij varicap-dioden is deze spercapaciteit in hoge mate afhankelijk van de grootte van de sperspanning tussen anode en kathode.
Om te verhinderen dat de stuurspanning via de zeer lage gelijkstroomweerstanden van de spoelen afvloeit naar de massa, moeten de varicap-dioden steeds via een seriecondensator over de spoel geschakeld worden. Deze condensatoren hebben een hoge waarde, zodat zij in feite te verwaarlozen zijn ten opzichte van de veel en veel lagere waarde van de spercapaciteit van de varicap's.

Het afstemmen met één varicap per afgestemde kring heeft een groot nadeel. In de afgestemde kringen ontstaan vrij hoge hoogfrequente wisselspanningen, die ook over de varicap komen te staan. Deze wisselspanningen moduleren de stuurspanning van de varicap's zodat de spercapaciteit gemoduleerd gaat worden! Met als rechtstreeks gevolg dat de afstemfrequentie gaat variëren op het ritme van de momentele waarde van de HF-spanning! Dat probleem kan voorkomen worden door de amplitude van de HF-spanningen die over de varicap's kunnen ontstaan kunstmatig te beperken tot ongeveer 80 mV. Maar dit heeft weer andere nadelen. Vandaar dat in zeer goede ontvangers per afgestemde kring twee varicap's worden toegepast. Het principeschema van een dergelijke oplossing is getekend in figuur 15/1.1-9.

Doordat de twee varicap's in anti-serie zij geschakeld zullen de HF-signalen tegengesteld invloeden op beide dioden uitoefenen, zodat de twee effecten elkaar opheffen en de genoemde nadelen niet ontstaan.

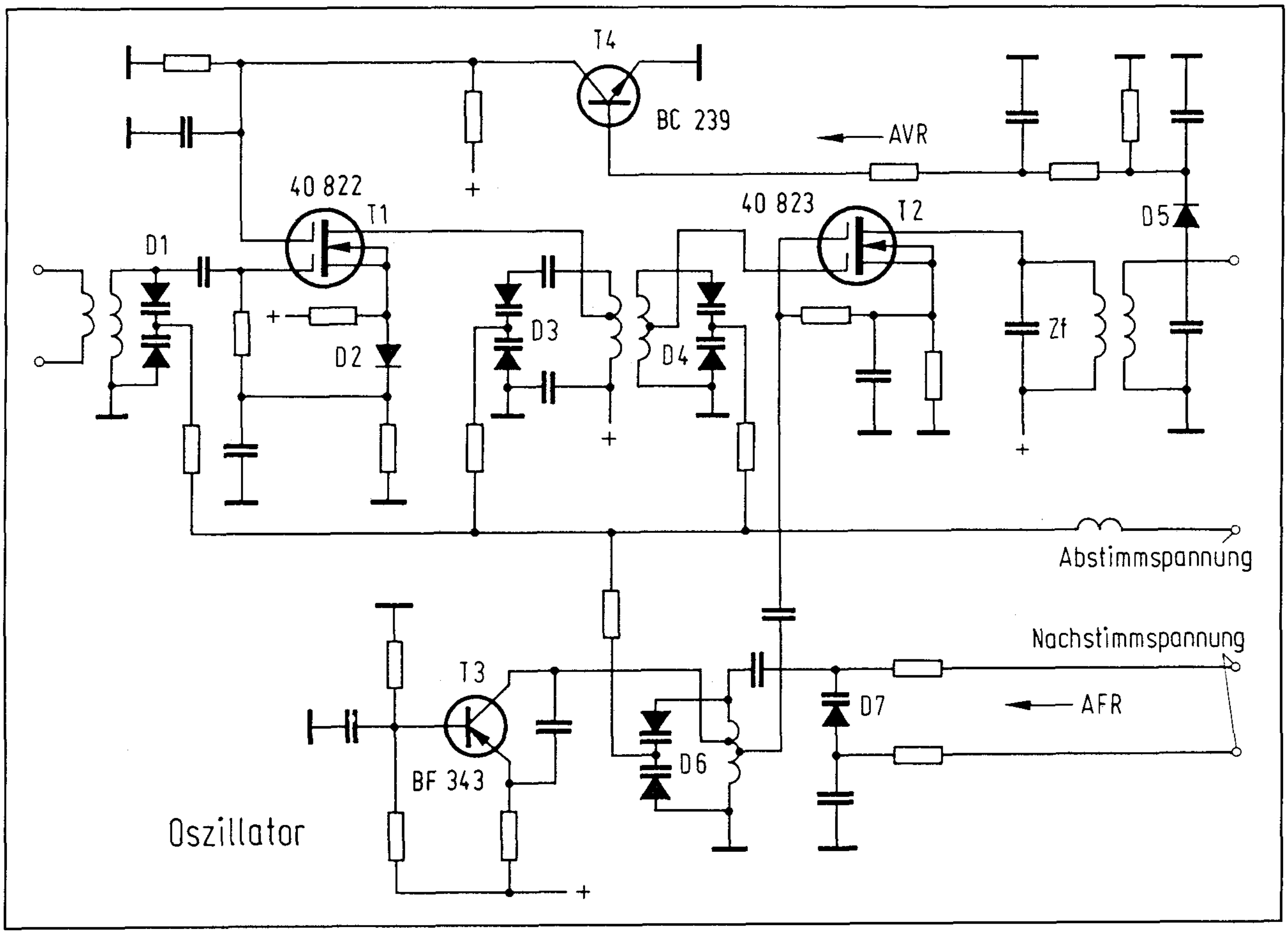


Figuur 15/1.1-9: Het afstemmen van een afgestemde kring door middel van twee in serie geschakelde varicap's.

In figuur 15/1.1-10 is, ter illustratie, het volledige schema getekend van een afstemmodule voor FM, waarbij van dit principe gebruik wordt gemaakt.

De afstemming wordt verzorgd door de dubbele varicap's D1, D3, D4 en D6. De schakeling werkt met een afgestemde antennekring (uitzonderingen bevestigen de regel!) en een uitgebreid bandfilter tussen de HF-voorversterker en de mengtrap. De FET T1 met dubbele gate dient als HF-voorversterker. Deze trap wordt op de tweede gate gestuurd vanuit een locale AVR, zodat te sterke zendersignalen worden verzwakt. De regelspanning voor de locale AVR wordt opgewekt door de MF-uitgangsspanning gelijk te richten met de diode D5 en te versterken met de transistor T4. De spanning op de tweede gate van de MOSFET heeft invloed op de steilheid van de FET-karakteristiek en bepaalt dus de mate van versterking. Transistor T2 is de menger, waarbij de twee te mengen signalen ieder op een gate worden aangeboden.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



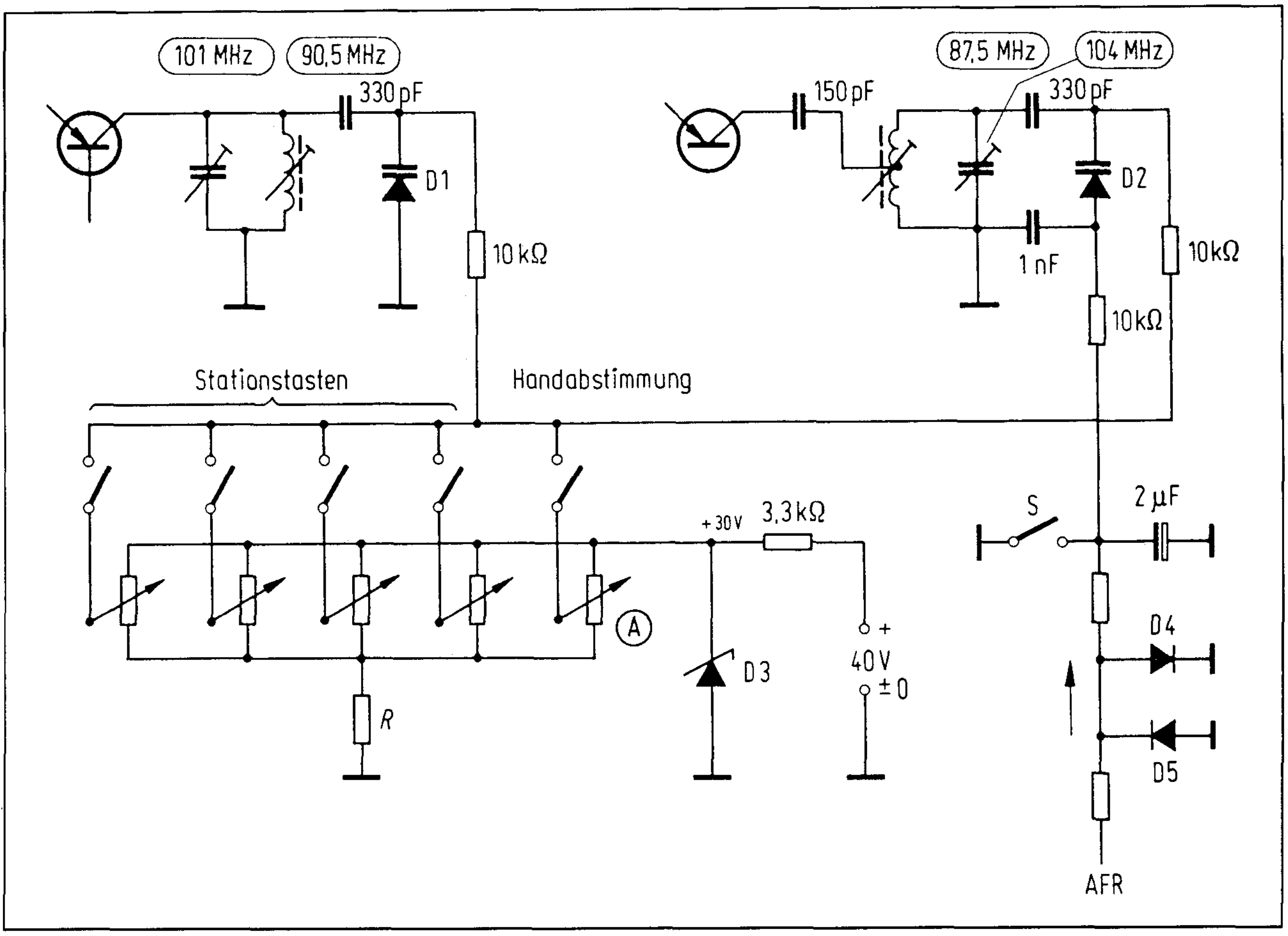
Figuur 15/1.1-10: Het volledige schema van een afstemmodule voor FM met varicap-dioden.

Zoals uit een later subhoofdstuk zal volgen, is dit dus een multiplicerende mengtrap. Transistor T3 is de locale oscillator, die wordt afgestemd met D6. Parallel aan D6 staat echter een vijfde varicap-diode D7, die is opgenomen in de automatische frequentie regeling AFR, die ervoor zorgt dat de schakeling steeds op de juiste frequentie afgestemd blijft.

Voordelen van varicap-afstemming

Het gebruik van varicap's in de afgestemde kringen van een radio-ontvanger heeft grote voordelen.

- De schakelingen kunnen veel kleiner en goedkoper worden ontworpen.
- Bij de ontvangst van FM-zenders kan men automatische frequentie regeling (AFR) toepassen, zodat temperatuursinvloeden niet tot gevolg hebben dat de ontvanger "van de zender afdwaalt".
  Bij deze systemen wordt uit de FM-demodulator een stuursignaal afgeleid die een maat is voor de nauwkeurigheid waarmee de ontvanger op een zender staat afgestemd.
  Wijkt de frequentie van de locale oscillator af, dan zal de demodulator een positieve of negatieve stuurspanning genereren, die gebruikt kan worden om de frequentie van de oscillator bij te regelen. Deze techniek wordt toegepast in het schema van figuur 15/1.1-10.
- Het gebruik van varicap's laat toe de ontvanger af te stemmen met druktoetsen of tiptoetsen.



Figuur 15/1.1-11: Het principe van afstemming met behulp van druktoetsen.

Het is immers geen probleem om de afstemspanningen voor diverse zenders in te stellen met een aantal potentiometertjes en deze spanningen door middel van schakelaars aan de varicap's aan te bieden. Een dergelijk systeem is getekend in figuur 15/1.1-11. De gestabiliseerde spanning van +30 V wordt aangeboden aan vijf parallel geschakelde afstempotentiometers. De loperspanningen gaan via een vijfstanden schakelaar naar de varicap's in de HF-voorversterker (links) en de locale oscillator (rechts). Dit laatste onderdeel wordt bovendien ook nog eens geregeld door de AFR.
Door de regelspanning van de AFR als negatieve spanning aan te bieden op de anode van de varicap en de afstemspanning als positieve spanning op de kathode van de varicap zullen beide spanningen elkaar niet beïnvloeden.

- Varicap's, tot slot, spelen een belangrijke rol bij alle moderne synthesizer afstemsystemen, waarbij zenders op digitale manier worden opgezocht.

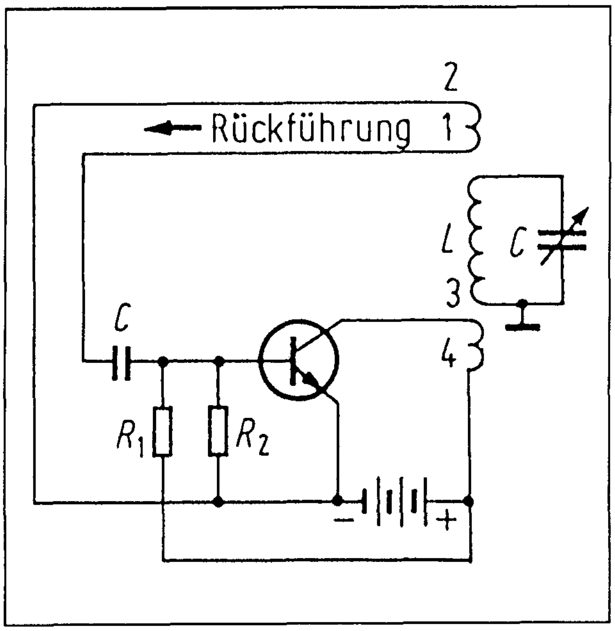
De locale oscillator

De locale oscillator bij AM

Locale oscillatoren zijn steeds uitgevoerd onder de vorm van LC-oscillatoren.
Net zoals bij iedere oscillator moet ook bij een dergelijke oscillator sprake zijn van meekoppeling om aan de algemene oscillatievoorwaarde te voldoen. Deze meekoppeling

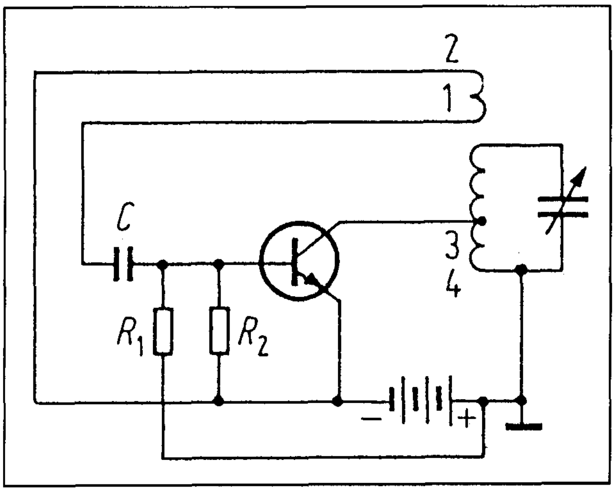
ontstaat inductief door een terugkoppelspoeltje in de LC-kring op te nemen.
Er bestaan verschillende oscillatorschakelingen die in het frequentiebereik van de AM-banden bruikbaar zijn. Deze worden nu in het kort besproken.

- Oscillator met inductieve terugkoppeling
  Zoals uit figuur 15/1.1-12 volgt, wordt het oscilleren in stand gehouden door de twee wikkelingen 3/4 en 1/2. De koppelcondensator C in de basiskring is noodzakelijk om ervoor te zorgen dat de basisinstelling niet via de laagimpedante wikkeling 1/2 afvloeit naar de massa. De frequentie van de oscillator wordt bepaald door de kring L/C.

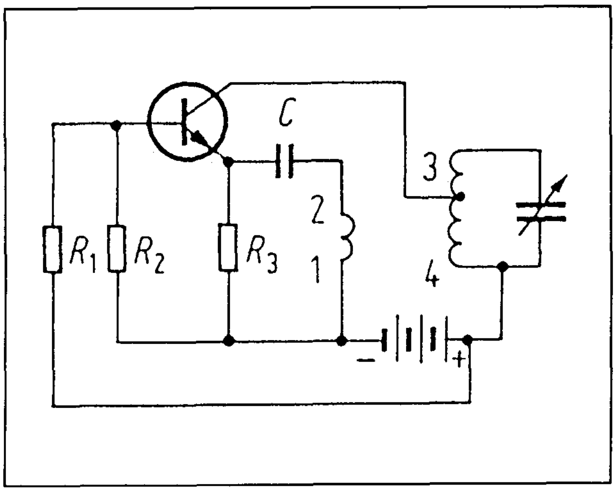


Figuur 15/1.1-12: Een oscillator met inductieve koppeling.

- Oscillator met collector-tap
  In figuur 15/1.1-13 is een alternatieve schakeling getekend, waarbij de collector is aangesloten op een aftakking (tap) van de frequentiebepalende spoel.
- Oscillator met emitterkoppeling
  Figuur 15/1.1-14 geeft een oscillatorkring, waarbij de meekoppeling in de emitter tot stand komt. De emitterweerstand R3 is noodzakelijk voor de temperatuurstabilisatie van de instelling. Om te verhinderen dat deze weerstand door de lage gelijkstroomweerstand van de spoel 1/2 wordt kortgesloten, is de scheidingscondensator C noodzakelijk. De spoelen 1/2 en 3/4 moeten uiteraard op één kern worden aangebracht.



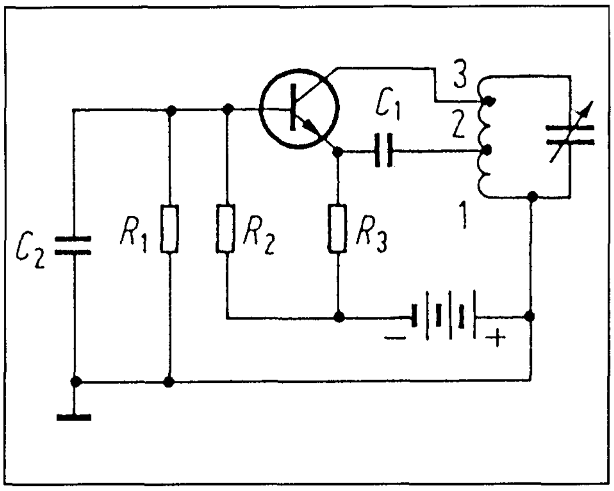
Figuur 15/1.1-13: Oscillator-schakeling met collector-tap.



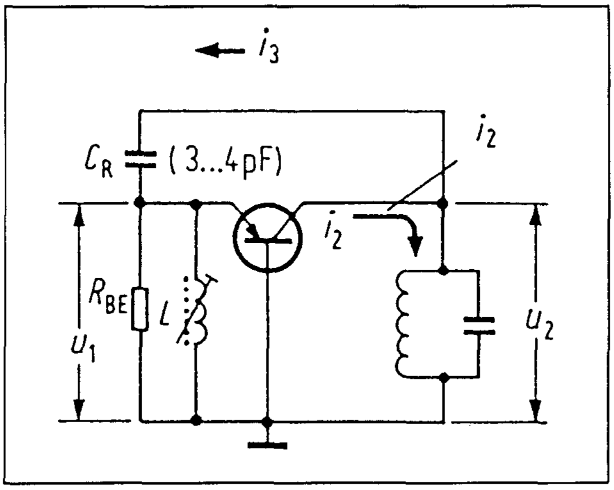
Figuur 15/1.1-14: Oscillator met emitterkoppeling.

- Oscillator met driepuntskoppeling
  Tot slot wordt in figuur 15/1.1-15 een oscillator getekend, waarbij slechts één

spoel wordt gebruikt, voorzien van twee tap's.
De twee delen die verantwoordelijk zijn voor de noodzakelijke meekoppeling zijn 1/2 en 1/3. De transistor wordt nu gebruikt in geaarde basisschakeling, zodat het noodzakelijk is de basis op wisselspanningsgebied aan de massa te leggen met condensator C2.



Figuur 15/1.1-15: De driepuntskoppeling, waarbij slechts één spoel met drie aftakkingen noodzakelijk is.



Figuur 15/1.1-16: Het principeschema van een UHF-oscillator in geaarde basisschakeling.

De locale oscillator bij FM
Bij de zeer hoge frequenties in de FM-band ontstaat er in een transistor een faseverschuiving tussen de collectorstroom en de basis-emitter spanning. Er moeten speciale schakelingen ontwikkeld worden, die allemaal met geaarde basisschakeling werken. Het basisschema is getekend in figuur 15/1.1-16.

De spanning U_1 is de instelspanning van de trap. Deze zorgt voor een collectorstroom i_2. Deze vloeit door de resonantiekring en zal over deze kring een resonantiespanning u_2 genereren. Deze spanning is voor de resonantiefrequentie in fase met de stroom. Een deel van deze spanning wordt capacitief via de kleine condensator C_R teruggekoppeld naar de emitter. Door deze condensator vloeit een stroom i_3, die volledig bepaald wordt door de blindweerstand van de condensator. De impedantie van de condensator is, zelfs voor de hoge frequenties van de UHF-band, immers veel en veel groter dan de weerstand R_{BE}. De stroom i_3 ijlt bijgevolg maximaal 90° voor op de spanning u_2. Door deze terugkoppeling wordt de interne faseverschuiving van de transistor gecompenseerd. De naar de emitter teruggekoppelde spanning is weer in fase met de oorspronkelijke spanning U_1, aan de oscillatievoorwaarde wordt voldaan.
Met de kleine spoel L wordt het systeem afgeregeld op een exacte meekoppeling in de praktische frequentieband. Met deze spoel kan men dus de niet precies bekende faseverschillen in de transistor compenseren.

De mengtrap

Inleiding
In de mengtrap worden de signalen van de HF-voorversterker en de locale oscillator met elkaar gemengd. Bij dit mengproces ontstaat een breed frequentiespectrum, maar steeds zal er één signaal aanwezig zijn waarvan de

frequentie gelijk is aan het verschil van de beide gemengde signalen. Dit verschilsignaal wordt door middel van afgestemde kringen uit het totale mengsignaal gefilterd.

Er bestaan twee verschillende mengsystemen.
- Bij de additieve of optellende mengers worden beide signalen aan één ingang van de menger aangeboden.
- Bij de multipicerende of vermenigvuldigende mengers worden beide signalen aan twee verschillende ingangen van de mengtrap aangeboden.

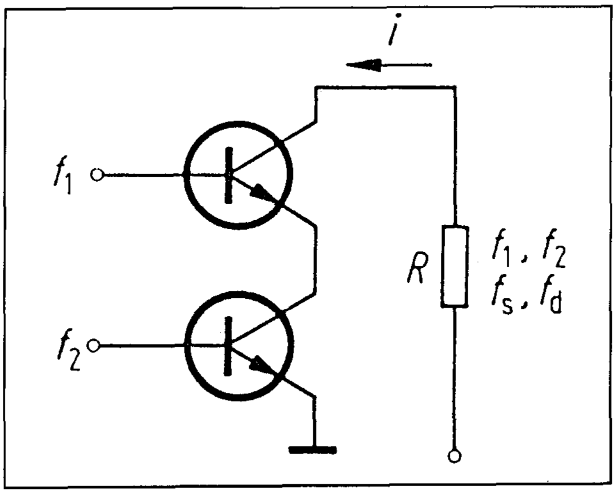
In de moderne ontvangsttechniek worden hoofdzakelijk multiplicerende mengers toegepast. Dat is een rechtstreeks gevolg van het feit dat men er in geslaagd is zeer hoogfrequente geïntegreerde verschilversterkers te ontwerpen, die uitermate geschikt zijn voor dit soort toepassingen.

Het principe van miltiplicerende menging

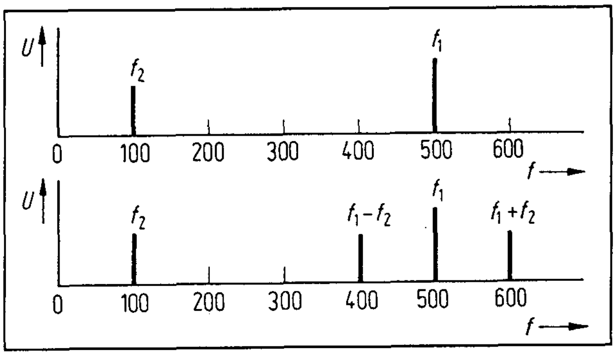
Het basisprincipe van multiplicerende menging is getekend in figuur 15/1.1-17. De twee te mengen signalen met frequenties f1 en f2 worden aangeboden aan de basissen van twee in cascade geschakelde transistoren. Er zal een collectorstroom i gaan vloeien, waarvan de momentele waarde uiteraard zowel afhankelijk is van het verloop van signaal f1 als van het verloop van signaal f2. Over de belastingsweerstand R ontstaat een spanning U, een samengesteld signaal dat delen bevat met de frequenties:
- f1;
- f2;
- f1 - f2;
- f1 + f2.

Het frequentiespectrum van het gemengde signaal is getekend in figuur 15/1.1-18.

Het zal duidelijk zijn dat het zeer eenvoudig mogelijk is het signaal met frequentie (f1 - f2) uit het totale signaal te filteren door gebruik te maken van een afgestemd filter.



Figuur 15/1.1-17: Het basisprincipe van miltiplicerende menging.



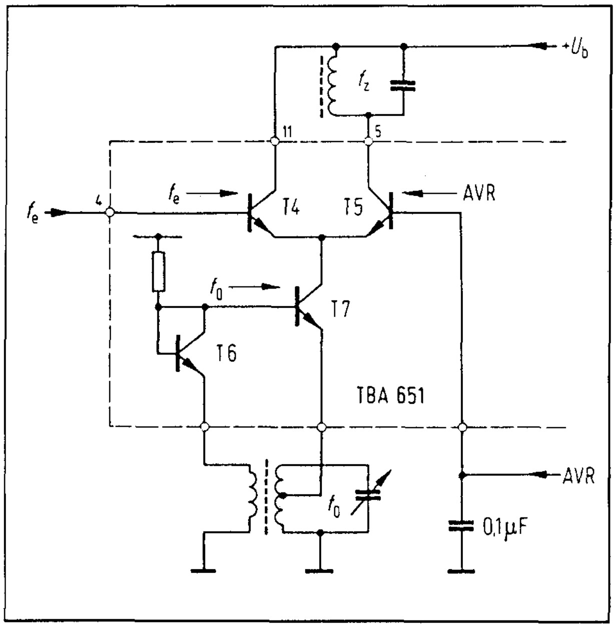
Figuur 15/1.1-18: Het frequentiespectrum van het gemengde signaal.

Voorbeelden van geïntegreerde mengers

In figuur 15/1.1-19 is een voorbeeld gegeven van een mengtrap die is samengesteld rond een IC van het type TBA 651.

Het signaal van de HF-voorversterker f_e wordt aangeboden aan een ingang van de verschilversterker. De tweede ingang van de verschilversterker wordt gebruikt voor het instellen van de AVR. De gemeenschappelijke emitter transistor T7 wordt gebruikt als locale oscillator. De resonantiekring is opgenomen in de emitterkring van deze transistor. De meekoppeling is inductief uitgevoerd via een tweede spoel, die via de transistor T6,

geschakeld als diode, verbonden is met de basis van T7. T6 stabiliseert de instelling van de basisspanning van T7.

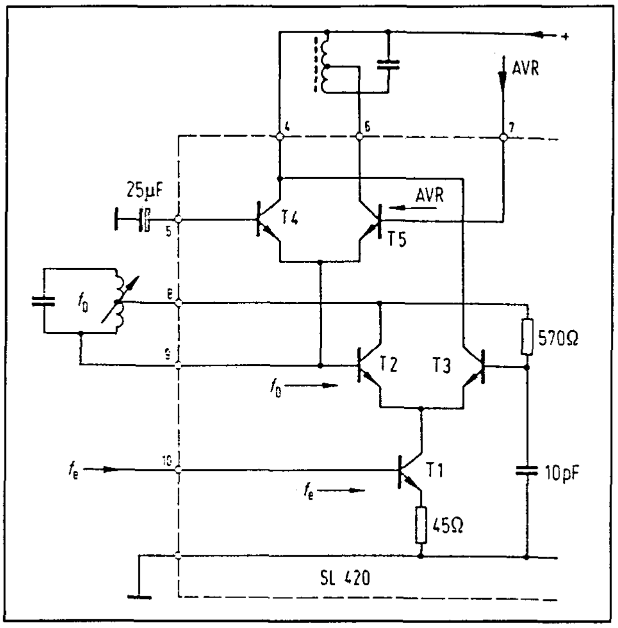


Figuur 15/1.1-19: Een geïntegreerde menger rond een TBA 651.

Het totale mengproduct zit in de collectorstroom van transistor T5. In de collector van deze halfgeleider is een afgestemde kring opgenomen, die wordt afgeregeld op de verschilfrequentie.

Het zal duidelijk zijn dat de werking van de locale oscillator niet wordt beïnvloed door de AVR. Deze stuurspanning bepaalt de grootte van de collectorstroom van T5, maar het is een basiseigenschap van een verschilversterker dat de som van de collectorstromen constant blijft. De stroom die door de collector van T7 vloeit is dus onafhankelijk van de regelspanning van de AVR.

In figuur 15/1.1-20 wordt een mengschakeling rond de SL 420 getekend. De mengschakeling is hier opgebouwd rond de transistoren T1, T2 en T3, waarbij T1 als elektronische emitterweerstand voor de verschilversterker T2/T3 dient. De transistor T2 wordt gebruikt als locale oscillator.



Figuur 15/1.1-20: Een mengtrap rond een SL 420 IC.

De mengstroom vloeit via de spoel van de locale oscillator naar de gemeenschappelijke emitterleiding van de tweede verschilversterker T4/T5. In deze trap wordt de AVR toegepast, maar ook nu zal het duidelijk zijn dat deze stuurspanning geen invloed heeft op het onderste deel van de schakeling. De totale emitterstroom van T4/T5 blijft immers constant, zodat het systeem rond T1, T2 en T3 niet eens weet dat er in T5 sprake is van een AVR-regeling. In de collector van T5 is de afgestemde kring opgenomen, die de verschilfrequentie uit het totale signaal filtert en, via de niet getekende secundaire wikkeling, aanbiedt aan de middenfrequent versterker.

De middenfrequent versterker

Inleiding

De MF-versterker heeft tot taak het uitgangssignaal van de menger verder te versterken. Omdat de afgestemde kring aan de uitgang van de menger niet in staat is alle niet gewenste frequenties in voldoende mate te onderdrukken wordt de MF-versterker steeds

selectief uitgevoerd. Dat wil zeggen dat deze versterker afgestemd wordt op de waarde van de MF-frequentie, zodat alle andere signalen volledig onderdrukt worden.

Er worden uiteenlopende eisen gesteld aan MF-versterkers voor AM, FM of FM-stereo. Deze verschillende eisen hebben vooral te maken met de noodzakelijke bandbreedte van de afgestemde kringen.

- AM ontvangst
  Bij AM liggen de zenders minimaal 9 kHz uit elkaar. Dat is dus meteen de maximale bandbreedte van de MF-versterker voor AM. Om zowel zwakke als sterkte zenders met een ongeveer gelijk volume te kunnen ontvangen moet op de versterker een forse automatische versterkings regeling worden toegepast.
- FM-mono ontvangst
  De algemene formule voor de bandbreedte van het FM-signaal wordt gegeven door de uitdrukking:
  $\mathbf{b = 2 \,.\, (\Delta f_{HF} + 2 \,.\, f_{NF})}$
  waarin:
  - Δf_{HF} gelijk is aan de frequentiezwaai;
  - f_{NF} gelijk is aan de maximale modulatie-frequentie.

  De frequentiezwaai is gelijk aan 75 kHz. Bij ontvangst van mono-zenders bedraagt de maximale modulatie-frequentie 15 kHz. De bandbreedte wordt dan gelijk aan 210 kHz.
- FM-stereo ontvangst
  Het enige verschil tussen mono- en stereo-zenders is dat de maximale modulatie-frequentie gelijk is aan 53 kHz. Maar daar de maximale uitsturing van het signaal slechts 22,5 % bedraagt wordt de bandbreedte gegeven door de uitdrukking
  2 . (75 . 0,225 + 2 . 53) = 245,75 kHz.

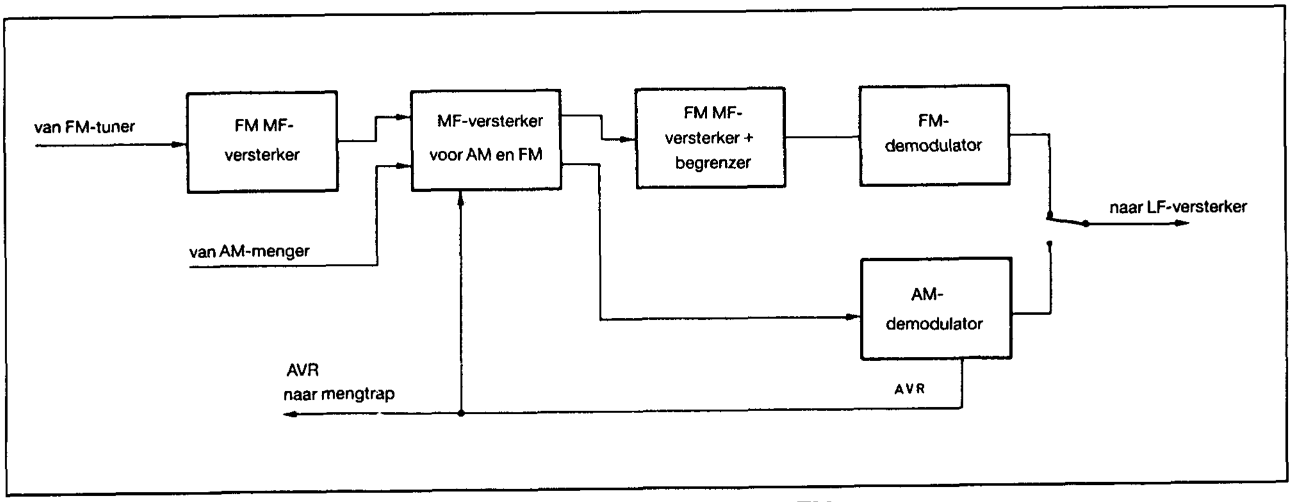
Uit deze vergelijkingen volgt dat de bandbreedte voor de ontvangst van stereo-FM zenders groter moet zijn dan voor de ontvangst van mono-FM zenders.

De minimale opzet

In zeer goede ontvangers worden afzonderlijke MF-versterkers gebruikt voor AM en FM. Bij de meeste goedkopere ontvangers worden echter gecombineerde schakelingen gebruikt.

De afgestemde kringen voor 460 kHz en 10,7 MHz kunnen zonder problemen in serie worden geschakeld. De resonantiefrequenties liggen zo ver uit elkaar dat zij elkaar niet beïnvloeden.

Wat wél een probleem is, is de noodzakelijke grotere versterking voor FM. Vandaar dat men bij gecombineerde systemen steeds de opzet van figuur 15/1.1-21 zal aantreffen.



Figuur 15/1.1-21: Een gecombineerde MF-versterker voor AM en FM.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers

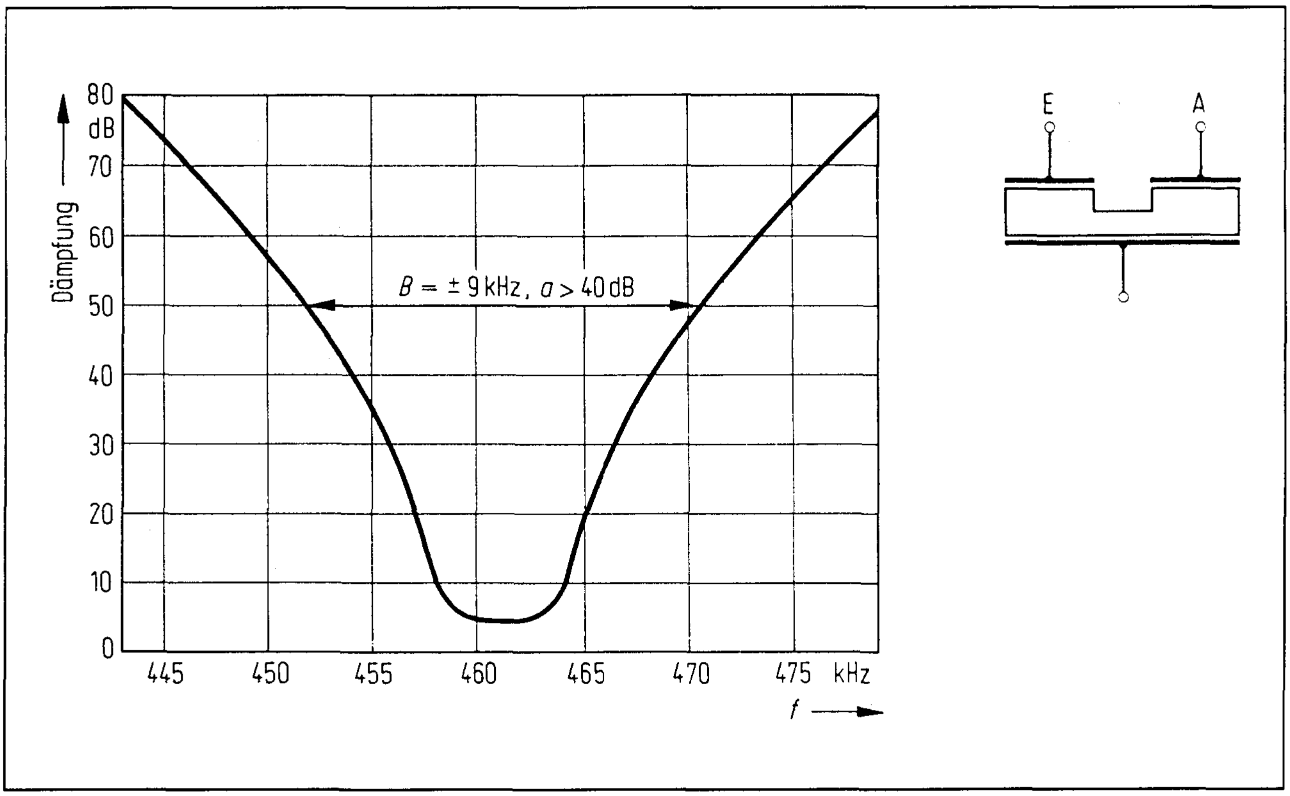
De eerste trap van de MF-versterker is alleen bedoeld voor de FM-band. Nadien volgt een gecombineerde versterker voor AM en FM. Tot slot volgt nog eens een extra begrenzertrap voor FM, omdat het systeem van FM alleen storingsvrije ontvangst garandeert als alle signalen versterkt worden tot boven een bepaald begrenzingsniveau. De uitgang van de gemeenschappelijke MF-versterker gaat naar de AM-demodulator. De uitgang van de FM-begrenzer gaat naar de FM-demodulator. Uit de AM-demodulator wordt het signaal afgeleid voor het sturen van de AVR. Dit regelsignaal werkt alleen in op de gemeenschappelijke MF-versterker en gaat ook naar de menger voor AM.

De afgestemde kringen

Vroeger werden LC-netwerken toegepast voor het afstemmen van de MF-versterker. Tegenwoordig worden vrijwel uitsluitend ceramische bandfilters gebruikt.
Ceramische bandfilters werken in principe op dezelfde manier als kwartskristallen. Het stukje ceramisch materiaal wordt primair aan het trillen gebracht door er een spanning over aan te sluiten.
De trillingen planten zich voort door het materiaal en worden secundair weer omgezet in een spanning.

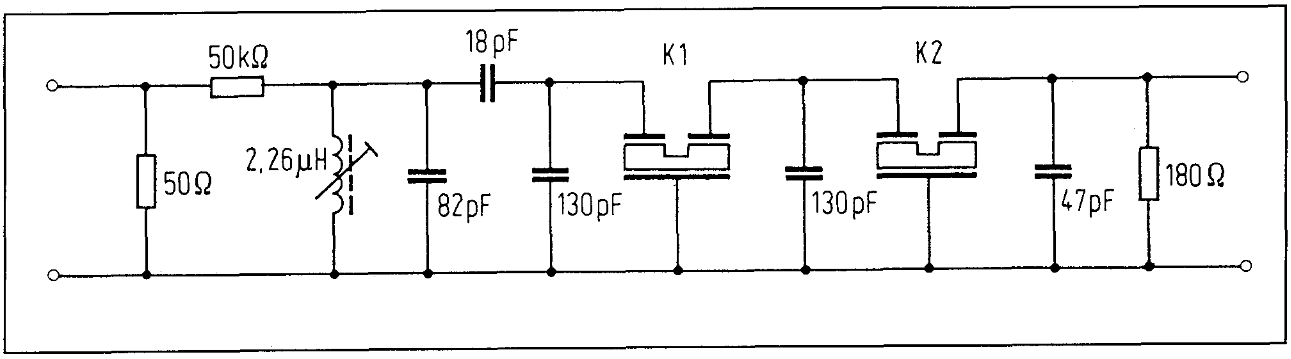
De materiaaleigenschappen, afmetingen van het plaatje en geometrie bepalen de doorlaatkarakteristieken van het filter.

In figuur 15/1.1-22 is rechts het symbool van een ceramisch bandfilter getekend en links de doorlaatkarakteristiek van een bandfilter dat ontworpen is voor de AM middenfrequentie van 460 kHz.



Figuur 15/1.1-22: De doorlaatkarakteristiek en het symbool van een ceramisch bandfilter.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



Figuur 15/1.1-23: Een prakische schakeling van een ceramisch bandfilter voor de FM-band.

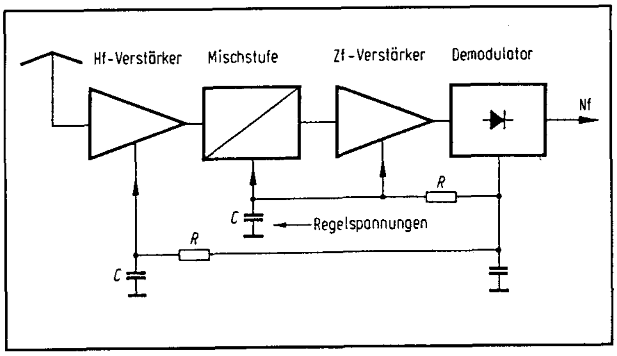
In figuur 15/1.1-23 is de samenstelling getekend van een dubbel ceramisch bandfilter voor 10,7 MHz. De -3 dB punten van dit filter liggen 175 kHz uit elkaar, zodat het filter zonder meer ingezet kan worden voor mono- en stereo-FM zenders. De afsluitimpedanties voor primaire en secundaire aanpassing zijn in het filter geïntegreerd. Voor professionele ontvangers waar een iets bredere band noodzakelijk is worden verschillende filters achter elkaar geschakeld, die ieder een iets andere resonantiefrequentie hebben. In de meeste gevallen worden tussen de individuele filters versterkertrappen geschakeld waarvoor men, dank zij de relatief lage MF-frequentie, zonder enig probleem geïntegreerde schakelingen kan toepassen.

Het principe van AVR bij AM

Automatische versterkings regeling is een techniek die voornamelijk bij AM-ontvangst wordt toegepast. Het zal duidelijk zijn dat een MF-versterker bij AM niet overstuurd mag worden. Het uitgangssignaal loopt dan vast, waardoor de geluidsinformatie, die verborgen zit in de amplitude van het MF-signaal, verloren gaat.
De MF-versterker mag dus geen al te hoge versterkingsfactor hebben. Maar anderzijds is het wél de bedoeling dat ook zwakke signalen voldoende versterkt wordt om een demoduleerbaar MF-signaal op te wekken. Deze twee tegengestelde eisen kunnen niet opgelost worden met een versterker met vaste versterkingsfactor. Vandaar dat de versterking van de MF-trappen wordt geregeld en wel door een signaal dat wordt afgeleid uit de AM-demodulator. Deze demodulator is, zoals later zal blijken, een gewone detector en uit deze detector kan men op een heel eenvoudige manier een gelijkspanning genereren, waarvan de grootte een maat is voor de grootte van het uitgangssignaal van de MF-versterker.

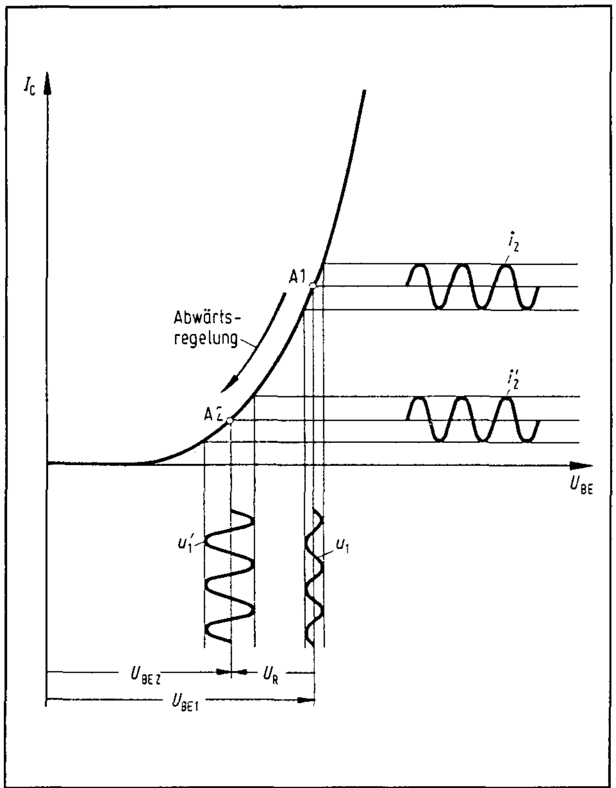
Het algemene principe van AVR is getekend in figuur 15/1.1-24. Het regelsignaal dat uit de demodulator wordt afgeleid wordt eerst afgevlakt met een condensator C en nadien via RC-kringetjes aan de te regelen trappen aangeboden. Deze trappen zorgen voor een integrerende werking van de regeling, zodat de schakeling alleen reageert op fundamentele signaalwijzigingen en niet op korte stoorpulsen.

De AVR werkt in op het instelpunt van de transistoren uit de versterkertrappen.



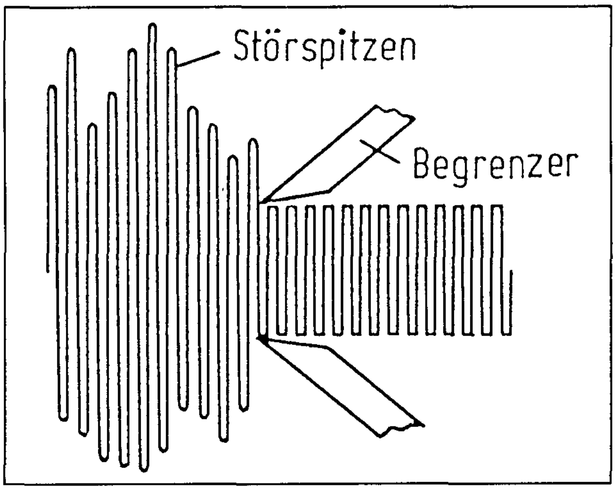
Figuur 15/1.1-24: Het algemene principe van AVR bij een AM-ontvanger.

Zoals in figuur 15/1.1-25 geschetst is, hebben deze transistoren (uiteraard) een niet lineaire karakteristiek. Bij sterke signalen staat de trap ingesteld in punt A2. Dat wordt verzekerd door een basis-emitter spanning U_{BE2}.
De basissignaalspanning U_1' heeft een collectorstroom I_2' tot gevolg. Wordt een zwakkere zender ontvangen, dan zal deze een basissignaalspanning U_1 tot gevolg hebben. De regelspanning van de AVR zorgt er nu voor dat het instelpunt van de trap verschoven wordt naar A1. De transistor staat nu ingesteld in een steiler gedeelte van de karakteristiek, met als gevolg dat de kleinere signaalspanning een collectorstroom I_2 tot gevolg heeft, die ongeveer even groot is als de stroom I_2'.



Figuur 15/1.1-25: De AVR-werking berust op de niet-lineaire karakteristieken van een transistor en op het verschuiven van het instelpunt.

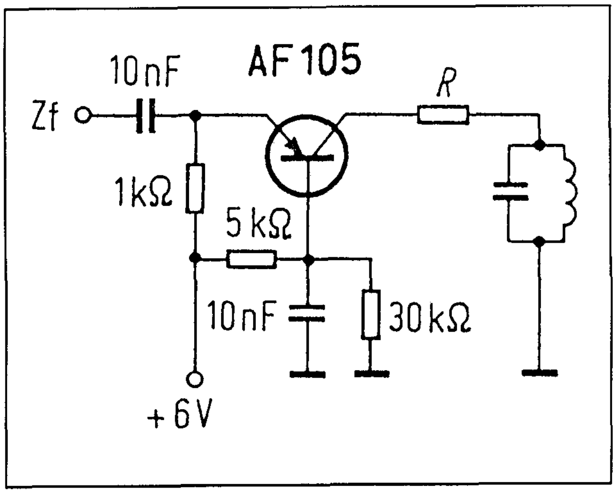
Het principe van begrenzing bij FM
BIj de middenfrequent trappen van een FM-ontvanger is het niet noodzakelijk een AVR toe te passen. Bij FM-ontvangst komt het er immers op aan de amplitude van het versterkte MF-signaal zo constant mogelijk te houden. De laagfrequente informatie zit nu immers in de frequentie-afwijkingen rond de midden frequentie en niet in de grootte van het signaal. Vandaar dat alle MF-versterkers voor FM zijn voorzien van een begrenzer, die er voor zorgt dat de top-tot-top waarde van het versterkte MF-signaal op een constante waarde wordt begrensd. De werking van deze begrenzer wordt mooi toegelicht in de grafiek van figuur 15/1.1-26. Alle signaalpieken die groter zijn dan de twee begrenzingsdrempels worden afgesneden, zodat een signaal met een constante amplitude over blijft.



Figuur 15/1.1-26: De werking van de begrenzer in de MF-versterker voor de FM-band.

Het basisschema van een begrenzertrap is getekend in figuur 15/1.1-27. De transistor is in geaarde basis geschakeld, het signaal wordt dus toegevoerd op de emitter. Het signaal stuurt de halfgeleider volledig in verzadiging.

Bij een transistor die volledig in verzadiging wordt gestuurd kan men echter vaststellen dat de collectorcapaciteit niet constant blijft. Deze variërende capaciteit staat parallel aan de capaciteit die in de afgestemde kring wordt gebruikt.
Het gevolg zou een ontoelaatbare verstemming van het filter zijn. Vandaar dat men een kleine weerstand R in serie met het filter in de collectorleiding opneemt. Deze zorgt voor een afscherming tussen beide capaciteiten, zodat de invloed van de collectorcapaciteit wegvalt.



Figuur 15/1.1-27: Het basisschema van een begrenzertrap die vaak gebruikt wordt als laatste trap van een MF-versterker voor FM.

MF-versterkers met operationele versterkers

In figuur 15/1.1-28 is een voorbeeld gegeven van een MF-versterker voor FM met een geïntegreerde schakeling van het type TBA 120.
Deze schakeling heeft dezelfde versterking als een discrete uit drie trappen samengestelde schakeling. Het zal duidelijk zijn dat het gebruik van geïntegreerde schakelingen tot een aanzienlijke onderdelenwist voert!
Tussen de uitgang van de menger en de ingang van de versterker wordt het afgestemde filter opgenomen. Dat bestaat uit een viervoudig ceramisch filter met resonantiefrequentie van 10,7 MHz. Het enige afregelelement van de schakeling is een spoel van 0,3 μH, die wordt gebruikt als faseverschuiver. Deze spoel wordt via twee scheidingscondensatoren van 27 pF op het IC aangesloten. Bij de nieuwste uitvoering van dit IC, de TBA 120 S, zijn deze twee kleine condensatoren in het IC geïntegreerd.

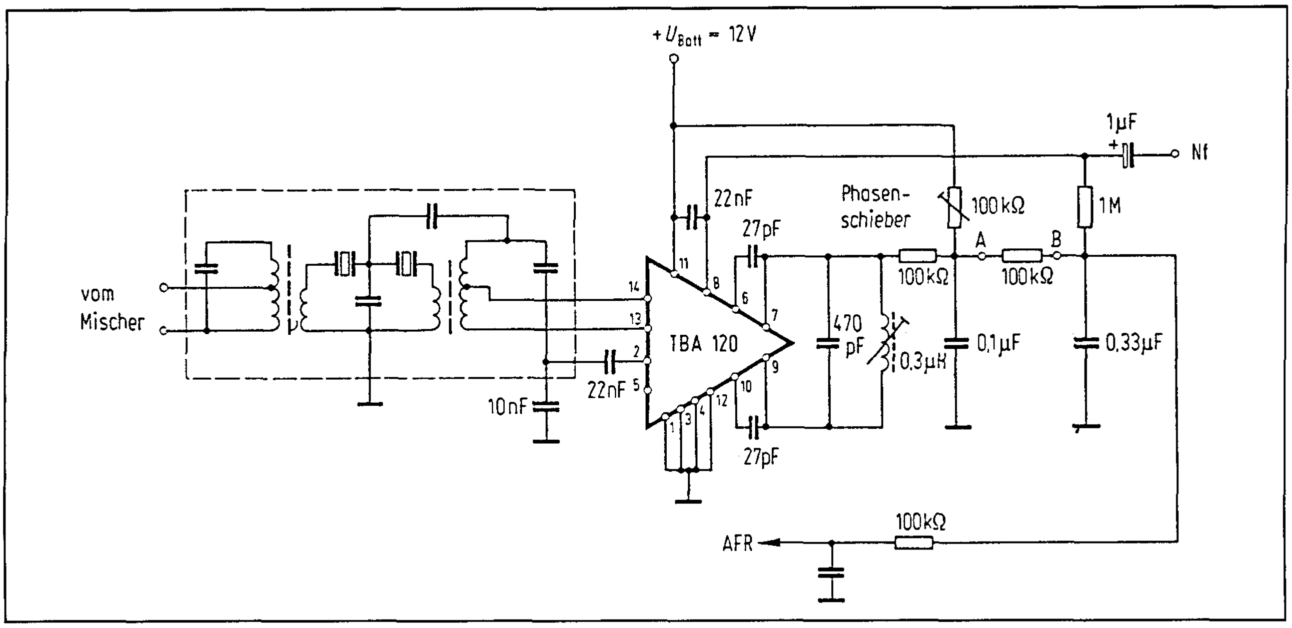
De schakeling levert ook een stuursignaal af voor de automatische frequentie correctie AFC of AFR. Dat kan, omdat de TBA 120 ook een FM-demodulator bevat. Deze combinatie MF-versterker en demodulator zal men in de meeste geïntegreerde FM-versterkers aantreffen.

In figuur 15/1.1-29 is een geïntegreerde MF-versterker getekend, die zowel voor AM als voor FM kan worden gebruikt. De TAA 920 is een breedbandversterker, die het equivalent van 12 transistortrappen bevat. De werking van de schakeling wordt verduidelijkt aan de hand van het inwendige schema van de TAA 920, getekend in figuur 15/1.1-30.

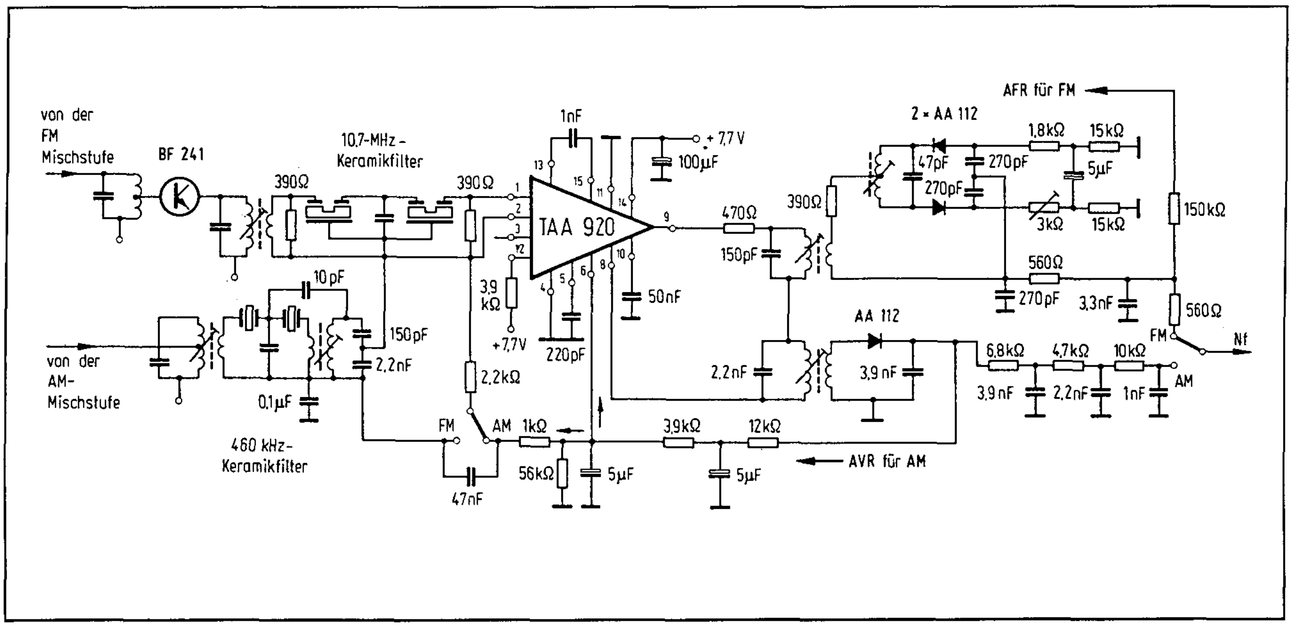
Het middenfrequent signaal voor AM wordt aangeboden aan de ingangen 1 en 2 van de transistorschakeling rond T1 en T2. Deze vormen een verschilversterker met stroomverdeling. De AVR regelspanning wordt via de schakelaar AM/FM aan pen 2 aangeboden. Het door T1 versterkte en geregelde signaal wordt rechtstreeks aan de basis van de emittervolger T3 aangeboden.
Omdat de AVR ook het instelpunt van de trap beïnvloedt moet het versterkte signaal via een scheidingscondensator tussen de pennen 15 en 13 verder verwerkt worden. Nadien gaat het signaal naar de basis van T4, wordt daar versterkt, gaat naar de emittervolger rond T5 en wordt nadien aan de tweede verschilversterker T6 + T7 aangeboden. Ook deze tweede verschilversterker wordt geregeld en wel door transistor T8. De basisspanning van deze halfgeleider wordt betrokken uit de regelspanning van de AVR.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers

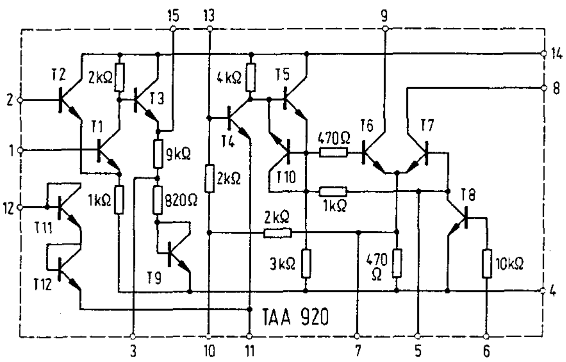
De uitgangsspanning staat op pen 9 ter beschikking voor de AM-demodulator.
De instelling van de eerste verschilversterker wordt verzorgd door de schakeling rond T9. Deze is als diode geschakeld en verzorgt de basisspanning voor T1. De instelspanning voor T4 wordt verzorgd door de twee transistoren T11 en T12. Ook deze zijn als diode geschakeld en worden door de externe weerstand van 3,9 kΩ ingesteld.



Figuur 15/1.1-28: Een geïntegreerde MF-versterker voor FM.



Figuur 15/1.1-29: Een gecombineerde geïntegreerde MF-versterker voor AM en FM.



Figuur 15/1.1-30: Het inwendige schema van de TAA 920.

Schakelt men over op FM, dan wordt de AVR uitgeschakeld, zodat de eerste verschilversterker een constante versterkingsfactor krijgt. Hetzelfde geldt voor de tweede verschilversterker. De signaalweg voor FM door de schakeling is identiek als deze voor AM. Let op de manier waarop de twee discreet uitgevoerde demodulatoren in serie op de uitgang van het IC zijn aangesloten. Zoals reeds gezegd kan men deze schakeltechniek zonder bezwaar toepassen, omdat de frequenties zo ver uit elkaar liggen dat de twee trappen elkaar niet beïnvloeden. Dezelfde techniek wordt aan de ingang toegepast, waar de twee signalen ook via elkaars afgestemde ceramische filters aan de ingang van de geïntegreerde versterker worden aangeboden.

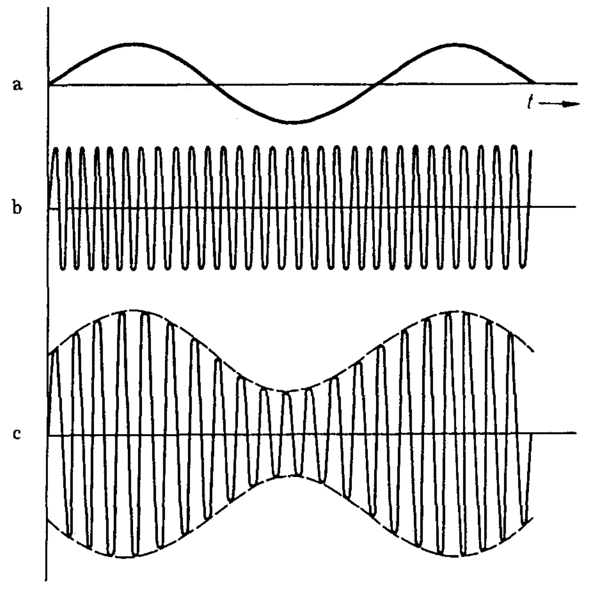
De volledige schakeling bevat slechts vier af te regelen spoelen, namelijk twee in de ingang en twee in de uitgang.

De AM-demodulator

Inleiding

De AM-demodulator heeft tot taak de laagfrequente informatie van de versterkte draaggolf te scheiden.

Zoals uit figuur 15/1.1-31 blijkt, wordt de LF-informatie bij AM verborgen in de momentele waarde van het gemoduleerde signaal. De amplitude van de draaggolf varieert op het ritme van het LF-signaal.



Figuur 15/1.1-31: Het principe van amplitude modulatie.

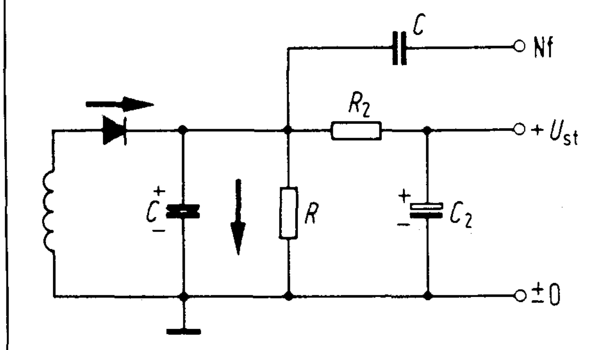
Deze amplitudevariaties overleven, als het goed gaat, alle signaalbewerkingen in de HF-voorversterker, de menger en de MF-versterker en staan dus ter beschikking aan de uitgang van deze laatste schakeling.

Het demoduleren van een AM-signaal is een typisch gelijkrichtprobleem. Het volstaat in principe de uitgangsspanning van de MF-versterker door middel van een diode gelijk te richten en de gelijkgerichte spanning door middel van een condensator af te vlakken. Maar er zijn in de loop der tijden ook nog andere systemen ontwikkeld, die niet de nadelen hebben van de gewone gelijkrichting.

De omhullende AM-detector

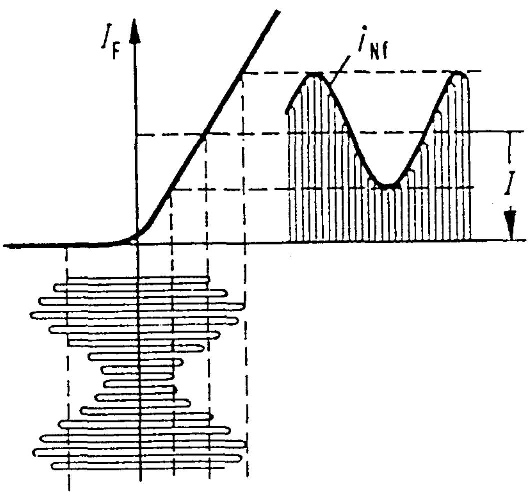
Bij de omhullende AM-detectie wordt gebruik gemaakt van het eenvoudige principe van enkelvoudige gelijkrichting. Het basissche-

ma van een dergelijke AM-demodulator is getekend in figuur 15/1.1-32. De schakeling wordt door middel van een op de midden frequentie afgestemde kring op de uitgang van de MF-versterker aangesloten. De in het schema getekende spoel is de secundaire wikkeling van deze afgestemde kring. Over de spoel staat de serieschakeling van een diode en een condensator. De diode laat volgens het in *figuur 15/1.1-33 grafisch toegelichte* principe alleen de positieve helften van het MF-signaal door en spert tijdens de negatieve helften van dit signaal.



Figuur 15/1.1-32: Het basisprincipe van de omhullende AM-demodulator.

Door de diode en de kleine condensator vloeit een gemiddelde gelijkstroom I, waarop de LF-stroom I_{NF} gesuperponeerd is.
Door deze stroom wordt de condensator opgeladen, zodat over dit onderdeel de LF-informatie komt te staan. Het zal duidelijk zijn dat de condensator ook ontladen moet worden. Vandaar dat over de condensator steeds een weerstand R is geschakeld. Deze weerstand verzorgt een ontlaadweg voor de condensator, zodat de spanning over de condensator de omhullende vorm van het MF-signaal zo nauwkeurig mogelijk volgt. Zonder deze weerstand zou de condensator zich niet kunnen ontladen en zou de schakeling als topdetector werken!



Figuur 15/1.1-33: Grafische verklaring van de werking van de omhullende AM-demodulator.

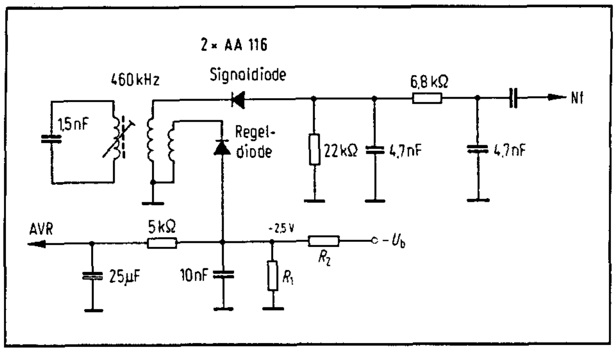
Belangrijk gegeven van deze schakeling is dat de signaalspanning ook gesuperponeerd is op een gemiddelde gelijkspanning. Het zal duidelijk zijn dat de grootte van deze gemiddelde spanning rechtstreeks afhankelijk is van de grootte van de wisselspanning op de uitgang van de MF-versterker. Op deze manier kan men deze gemiddelde gelijkspanning gebruiken voor het genereren van het stuursignaal van de automatische versterkings regeling, die bij iedere MF-versterker voor AM moet worden toegepast.

De LF-informatie wordt gescheiden van de gemiddelde gelijkspanning door middel van de scheidingscondensator C, die op het knooppunt van de gelijkrichtdiode en de afvlakcondensator is aangesloten. De gemiddelde gelijkspanning wordt nog eens extra gefilterd door het RC-netwerk R2/C2 en staat over de condensator als een mooi gemiddeld gelijkspanningssignaal U_{ST} ter beschikking voor het sturen van de versterking van de MF-versterker(s).

De vertraagde AVR

Bij de eenvoudige schakeling van figuur 15/1.1-32 is het regelsignaal voor de AVR proportioneel met de grootte van de uitgangsspanning van de MF-versterker. Dat betekent dat deze regeling ook al actief is als zeer kleine zendersignalen worden ontvangen. Het is een echte volledig proportionele regeling! Dat is natuurlijk jammer, want voor dergelijke kleine signalen zou men de volle versterkingscapaciteit van de MF-versterker willen gebruiken.
Vandaar dat in alle goede AM-ontvangers gebruik wordt gemaakt van een verfijndere AVR, die "vertraagde AVR" wordt genoemd. Bij dit systeem is de regelspanning niet actief als kleine zendersignalen worden ontvangen. Er is als het ware een drempel in de regelkarakteristiek ingebouwd, die ervoor zorgt dat alleen als het zendersignaal boven een bepaalde grootte uitstijgt er geregeld wordt. De term vertraagde AVR is dus in feite niet juist gekozen, omdat er geen sprake is van een vertraging in functie van de tijd, maar in functie van de spanning. Toch wordt deze benaming algemeen gebruikt!

Het principeschema van een AM-demodulator met vertraagde AVR is getekend in figuur 15/1.1-34.



Figuur 15/1.1-34: Het principe van een AM-demodulator met vertraagde AVR.

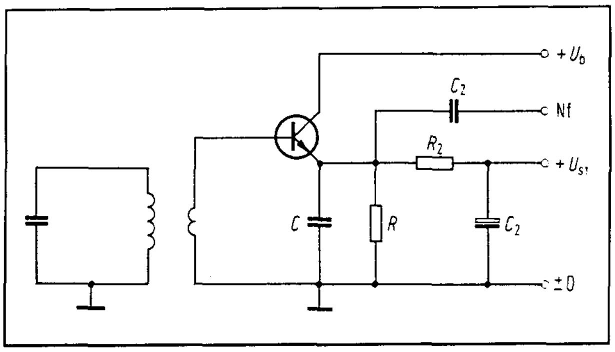
In de AM-demodulator zijn nu twee dioden opgenomen. De bovenste is de signaaldiode en zorgt voor de omhullende demodulatie van het signaal. De onderste is de regeldiode en deze zorgt voor het genereren van het regelsignaal voor de vertraagde AVR. De vertraging ontstaat doordat de diode door een negatieve spanning op de anode wordt gepolariseerd. In het getekende voorbeeld wordt deze spanning opgewekt door de spanningsdeler R1/R2. De kathode wordt aangesloten op een extra wikkeling op de afgestemde spoel aan de uitgang van de MF-versterker. Zolang de kathode op een lagere spanning staat dan ongeveer 3 V zal de diode sperren. Wordt het signaal groter, dan gaat de diode geleiden en het gevolg is dat er een stroom naar de condensator van 10 nF gaat vloeien. Deze stroom laadt de condensator op, de spanning wordt meer negatief en deze spanning wordt gebruikt voor het regelen van de trappen van de MF-versterker.

Variaties op de omhullende demodulator

De omhullende AM-demodulator is een zeer eenvoudige schakeling en wordt standaard gebruikt in alle goedkope radio-ontvangers. Er zijn tal van variaties bedacht, die niets te maken hebben met het principe maar alles met de manier waarop de ontwerpers het apparaat ontworpen hebben. Zo zijn er schakelingen die positieve regelspanningen genereren maar ook schakelingen die de AVR negatief aansturen. Soms worden diode en condensator omgewisseld en soms wordt de diode vervangen door een transistor. Van een dergelijk systeem in is figuur 15/1.1-35 een voorbeeldje gegeven.

De transistor is als emittervolger geschakeld. Maar omdat de basis niet op een bias-spanning staat ingesteld, zal de transistor alleen geleiden bij de positieve helften van het MF-signaal. De collectorstroom laadt dan de condensator in de emitter op en de parallel geschakelde weerstand verzorgt weer het ontlaadpad. Het LF-signaal wordt afgenomen via de condensator C2, de regelspanning voor de AVR via het filter R2/C2.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



Figuur 15/1.1-35: Voorbeeldschema van een actieve omhullende AM-demodulator.

Nadelen van de omhullende AM-demodulator

De omhullende AM-demodulator heeft enige nadelen. De schakeling werkt dank zij de karakteristiek van een diode en zoals bekend is deze karakteristiek alles behalve lineair. Zeker voor kleine spanningen vertoont de diode-karakteristiek een behoorlijk grote kromming. Een gevolg is dat de omhullende AM-demodulator een vervorming introduceert, die zeer groot wordt als men kleine signalen demoduleert. Een oplossing die vaak wordt toegepast om deze vervorming te minimaliseren is het voorzien van de diode van een kleine bias-spanning, waardoor de anode bijvoorbeeld op een positieve spanning van 0,5 V wordt ingesteld. Op deze manier verschuift de werking naar het meer lineaire gebied van de karakteristiek.

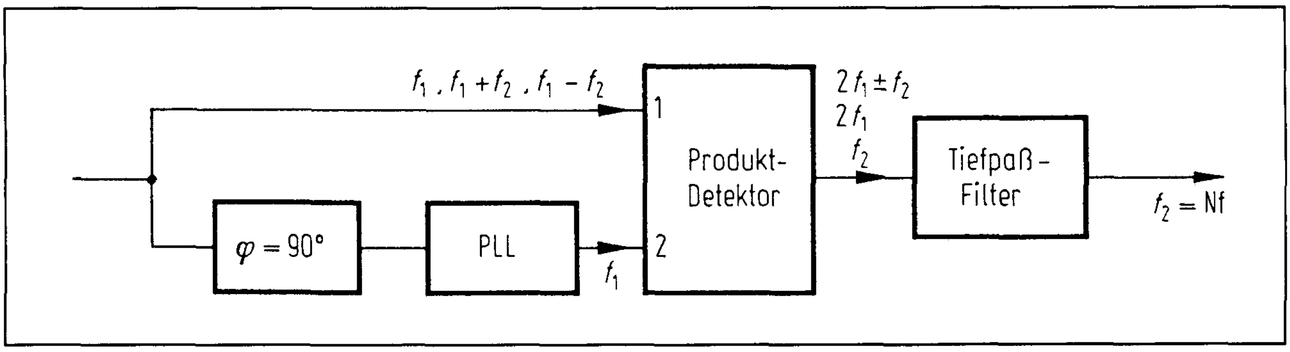
De product-demodulator

Een volledig lineaire werking wordt gegarandeerd door de product-demodulator. Nadeel is dat dit een vrij gecompliceerde schakeling is, maar als men gebruik maakt van geïntegreerde schakelingen speelt dat natuurlijk niet zo'n erg grote rol.
Het principe van de product-demodulator is geschetst in figuur 15/1.1-36.

De schakeling is alleen te doorgronden als men enig idee heeft van het frequentiespectrum van een AM-gemoduleerd signaal. Dat frequentiespectrum is in figuur 15/1.1-37 getekend.

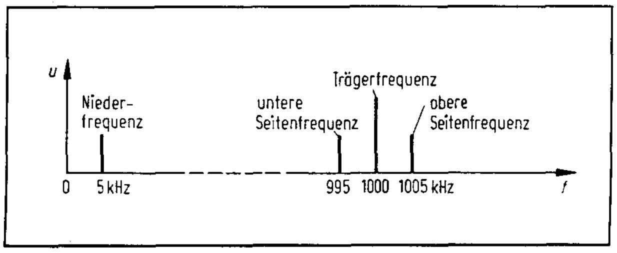
Als men een draaggolf met een frequentie van 1 MHz in amplitude moduleert met een signaal met een frequentie van 5 kHz, dan ontstaan er twee zijbanden met frequenties gelijk aan de som en het verschil van beide frequenties.
In het getekende voorbeeld hebben deze signalen dus frequenties van 995 kHz en 1.005 kHz.
Algemeen kan men dus stellen dat een AM-gemoduleerd signaal bestaat uit drie componenten met frequenties:
- f1;
- f1 + f2;
- f1 - f2;

waarbij f1 de frequentie van de draaggolf is en f2 de frequentie van het laagfrequente signaal.



Figuur 15/1.1-36: Het principe van de product-demodulator.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



Figuur 15/1.1-37: Het frequentiespectrum van een AM-signaal.

Bij de product-demodulator wordt het versterkte MF-signaal rechtstreeks aangeboden aan één ingang van een product-detector. Dat is in feite niets anders dan de reeds beschreven multiplicerende mengtrap!

Het MF-signaal wordt daarnaast 90° in fase gedraaid en aangeboden aan de ingang van een PLL. De eigen frequentie van de PLL staat ingesteld op de midden frequentie van het systeem en zal dan ook op dit signaal inlocken. Het gevolg is dat de VCO van de PLL een keurig signaal levert met een vaste frequentie die gelijk is aan de midden frequentie van de AM-ontvanger. In het besproken voorbeeld is dat dus een signaal met frequentie f1.

Rekening houdende met de reeds beschreven werking van een multiplicerende menger en met de fase-verschuiving tussen beide signalen kan men berekenen dat aan de uitgang van de product-detector signalen ontstaan met frequenties van:

- 2.f1 - f2;
- 2.f1 + f2;
- 2.f1;
- f2.

Als de midden frequentie van de AM-ontvanger gelijk is aan 460 khz en het LF-signaal heeft een frequentie van 1 kHz, dan levert de product-detector dus signalen af met frequenties van respectievelijk 1 kHz, 919 kHz, 920 kHz en 921 kHz.

De hoge frequenties zijn natuurlijk gemakkelijk uit het mengproduct uit te filteren, zodat aan de uitgang van dit laagdoorlaatfiltertje alleen een signaal met een frequentie van f2 over blijft. Of met andere woorden: de schakeling werkt als ideale AM-demodulator! Het zal duidelijk zijn dat deze demodulator volledig lineair en dus vervormingsvrij werkt voor alle mogelijke groottes van het ingangssignaal. De enige voorwaarde is dat de onderste ingang van de product-detector wordt gestuurd met een signaal waarvan zowel de frequentie als de amplitude volledig constant worden gehouden. Maar daarvoor zorgt de PLL met zijn uitstekende regeleigenschappen.

De product-demodulator met IC's

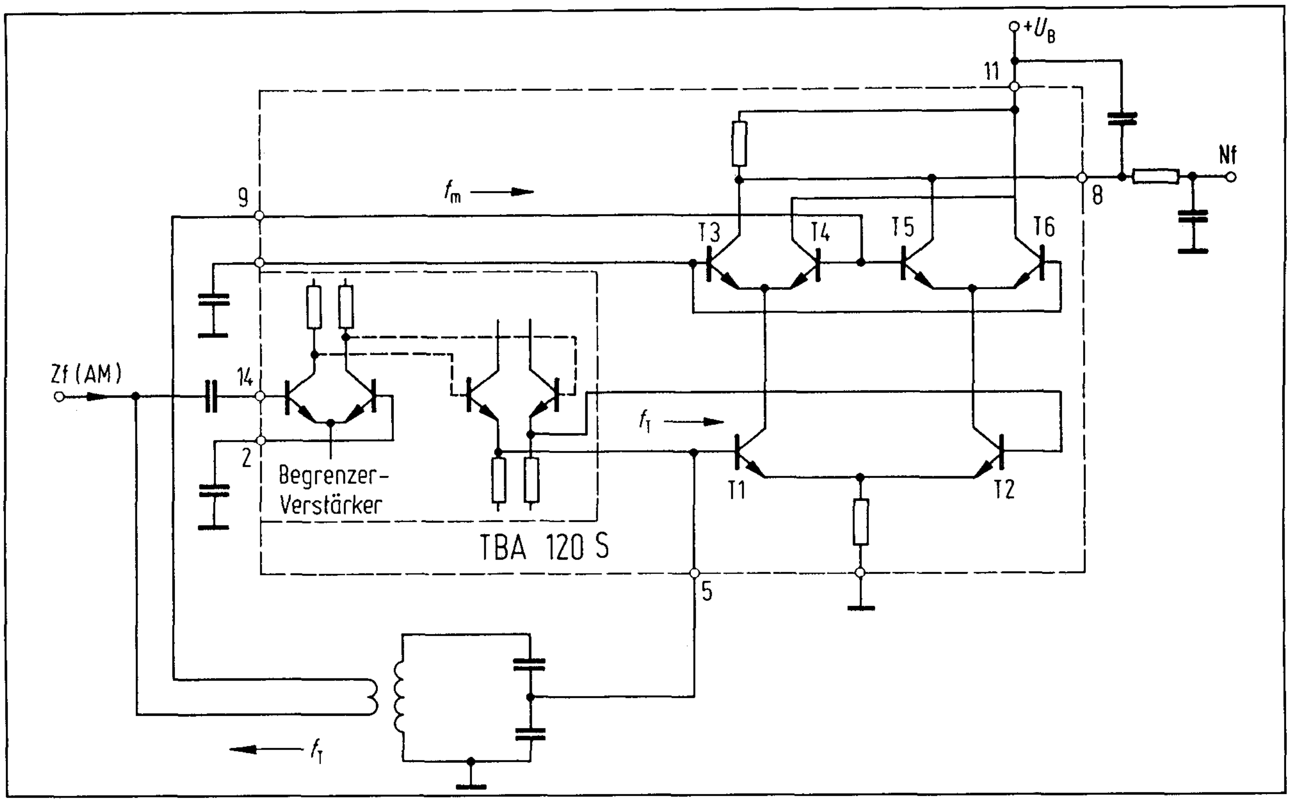
Het zal duidelijk zijn dat een dergelijke ingewikkelde schakeling alleen economisch is als men gebruik maakt van speciaal voor dit doel ontwikkelde geïntegreerde schakelingen.

Die bestaan dan ook, zij het dat vaak geen gebruik wordt gemaakt van een PLL, maar van een versterker die volledig overstuurd wordt. Daardoor wordt voldaan aan de eis dat de amplitude van het signaal onder alle omstandigheden constant blijft. De frequentie is uiteraard onder alle voorwaarden gelijk aan de MF-frequentie.

In figuur 15/1.1-38 is als voorbeeld een TBA 120 S getekend, een zeer universeel IC, dat in dit geval gebruikt wordt als product-demodulator voor AM.

Het versterkte MF-signaal wordt eerst door de eerste verschilversterkers van het IC gevoerd, waardoor alle AM-informatie verdwijnt en alleen de draaggolf met constante amplitude over blijft. Dat signaal f_T wordt aangeboden aan de basissen van T1 en T2, de eerste ingang van de product-detector. Het onbewerkte MF-signaal gaat naar de basissen van de transistoren T4 en T5. De uitgang van de product-detector is de collector van T3 en het signaal daarop word via een eenvoudig RC laagdoorlaatfilter gezuiverd van de hogere frequenties.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



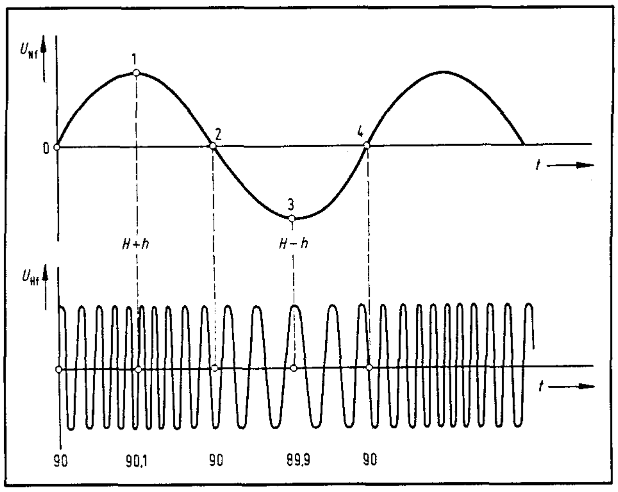
Figuur 15/1.1-38: Een TBA 120 S kan onder andere worden ingezet als product-demodulator voor AM.

In deze schakeling is nog een handigheidje verwerkt. Een deel van de versterkte MF-spanning f_F wordt via een afgestemde kring teruggekoppeld naar de ingang. Het gevolg is dat de amplitude van dit signaal met ongeveer 10 dB wordt versterkt. Dat is voordelig als men afstemt op zwakke zenders en bovendien heeft men dank zij deze schakeling minder MF-versterking nodig.

De FM-demodulator

Inleiding

Bij FM zit de laagfrequente informatie niet verborgen in de amplitude van het signaal. Deze wordt constant gehouden. Zoals uit figuur 15/1.1-39 blijkt zit de LF-informatie in de frequentie-afwijking tussen de momentele waarde van de frequentie van de draaggolf en de frequentie van het ongemoduleerde draaggolfsignaal.

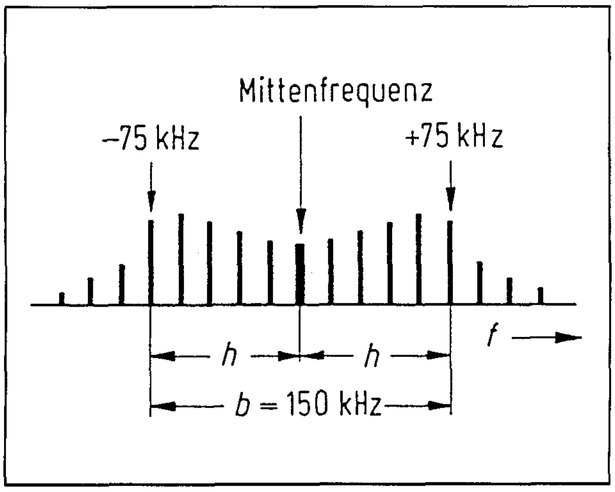


Figuur 15/1.1-39: Het principe van frequentiemodulatie.

In het getekende voorbeeld bedraagt de ongemoduleerde frequentie van de draaggolf 90 MHz. Door het moduleren gaat de frequentie van dit signaal symmetrisch rond

deze waarde schommelen. Een positief LF-signaal heeft een frequentiestijging tot gevolg, een negatief LF-signaal een frequentiedaling.

Het frequentiespectrum van een FM-signaal is veel ingewikkelder dan dit van een AM-signaal. Zoals uit figuur 15/1.1-40 blijkt, treden er een heleboel zijbanden op, die symmetrisch ten opzichte van de draaggolffrequentie liggen. Deze zijbanden hebben onderlinge frequentieverschillen die gelijk zijn aan de frequentie van de LF-informatie.



Figuur 15/1.1-40: Het frequentiespectrum van een FM-signaal dat gemoduleerd wordt met een LF-signaal met vaste frequentie.

Soorten FM-demodulatoren

In tegenstelling tot AM-demodulatoren zijn er veel verschillende systemen ontwikkeld voor het demoduleren van een FM-signaal. Deze hebben allemaal hun specifieke voor- en nadelen en hoewel een aantal principes in moderne ontvangers niet meer worden gebruikt, zullen zij voor de volledigheid toch in dit subhoofdstuk worden besproken.
Besproken wordt:

- de capacitieve demodulator;
- de Foster-Seeley demodulator;
- de ratio demodulator;
- de coïncidentie demodulator;
- de tel-demodulator;
- de demodulator met PLL.

De capacitieve demodulator

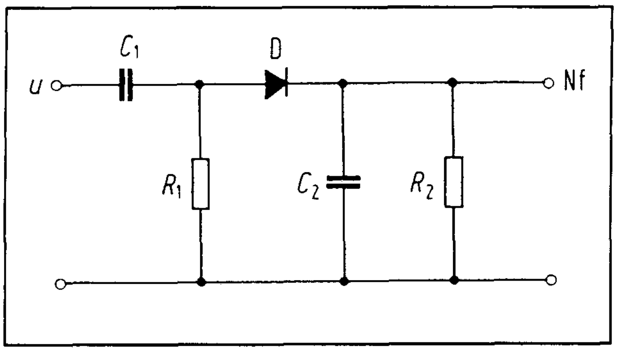
Het principe van de capacitieve FM-demodulator berust op het gegeven dat de stroom door een condensator recht evenredig is met de frequentie van het signaal over de condensator.
De stroom die door een condensator vloeit wordt gegeven door de formule:

$$i_C = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot u_C \cdot C$$

of:

$$i_C = k \cdot f$$

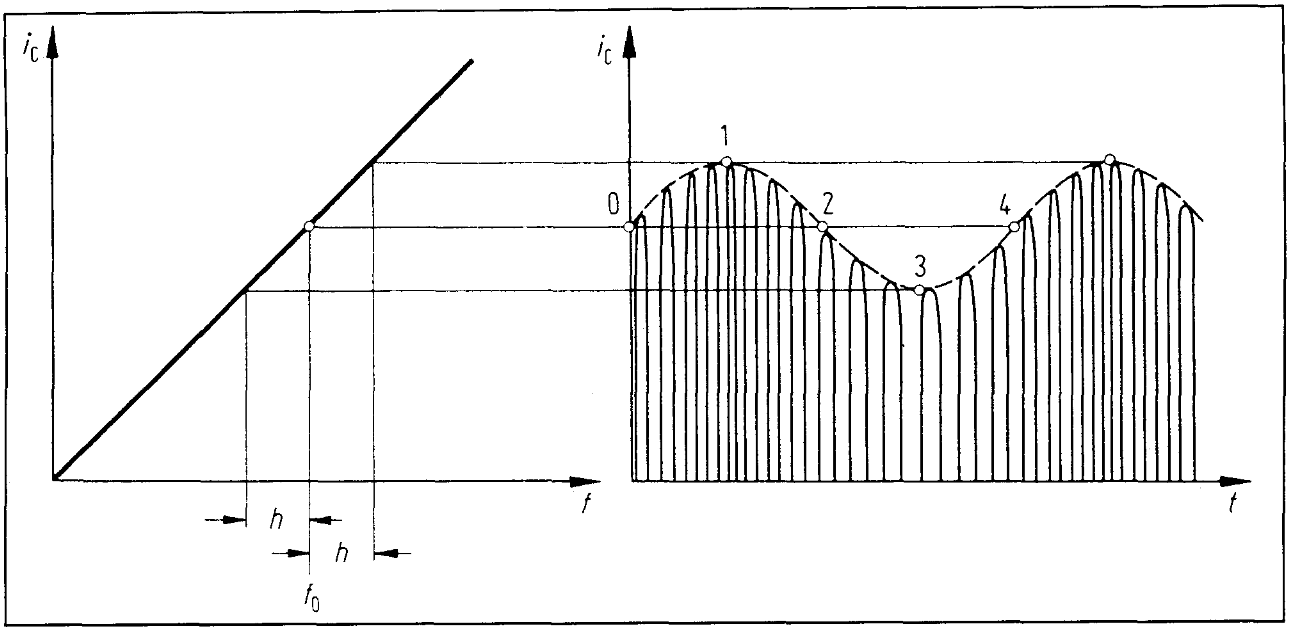
in de veronderstelling dat het signaal over de condensator een constante grootte heeft.
Deze veronderstelling is juist, immers dank zij de begrenzer levert de MF-versterker voor FM een signaal af met een constante amplitude. De stroom door de condensator is dus recht evenredig met de frequentie van het signaal.
Als men dus, zoals geschetst in figuur 15/1.1-41, aan de serieschakeling van een condensator C1 en een weerstand R1 een FM-signaal legt, dan zal de stroom door de condensator en de weerstand recht evenredig zijn met de frequentie van het ingangssignaal.



Figuur 15/1.1-41: Het principe van de capacitieve FM-demodulator.

De werking van de schakeling wordt grafisch toegelicht in figuur 15/1.1-42. De stroom door de condensator varieert dus op het ritme van de LF-informatie!

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



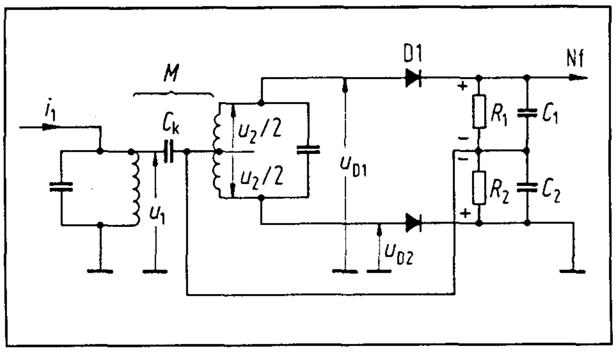
Figuur 15/1.1-42: De werking van de capacitieve FM-demodulator grafisch toegelicht.

Over de weerstand R1 ontstaat een wisselspanning, die gelijkvormig verloopt aan de LF-informatie. Uiteraard zit op deze spanning ook nog HF-informatie. Het signaal over de weerstand is ongeveer gelijk aan het signaal dat ontstaat na de demodulatie-diode van een omhullende AM-demodulator. Dus kan dit signaal op dezelfde manier verder verwerkt worden. Eerst gelijkrichten met D, nadien afvlakken met C en de condensator ontladen met R2.

De schakeling is de eenvoud zelve, maar heeft twee grote nadelen.
Op de eerste plaats introduceert de diode een niet-lineaire werking, waardoor vervorming ontstaan.
Op de tweede plaats levert de schakeling bij de voor FM gestandaardiseerde midden frequentie van 10,7 MHz maar zeer kleine spanningen af. De frequentie-deviatie is immers zeer klein ten opzichte van de hoge waarde van de midden frequentie. Het gevolg is dat de condensatorstroom maar weinig rond de gemiddelde waarde zal schommelen.

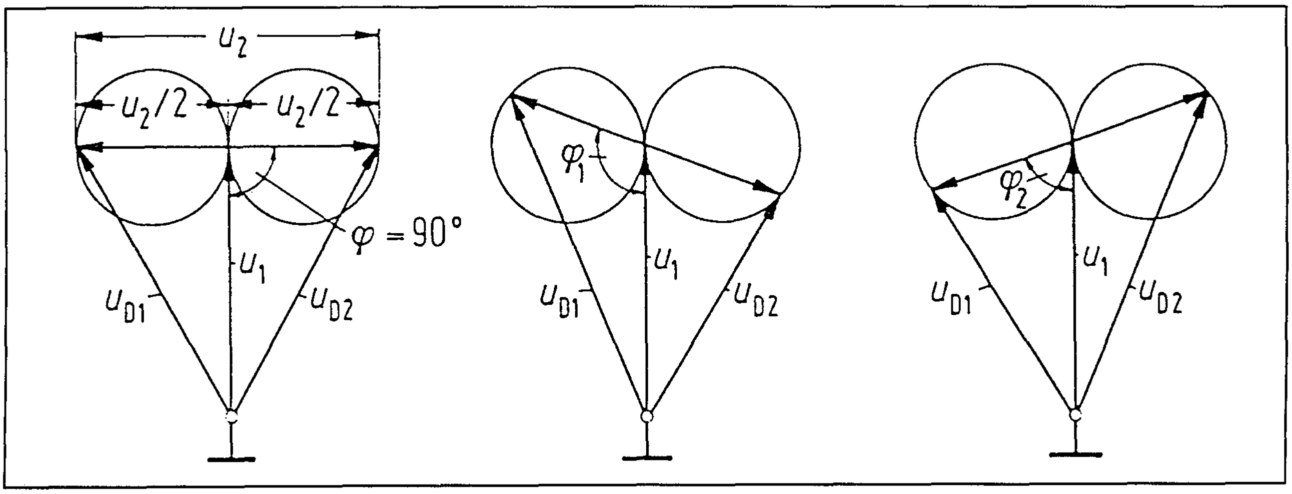
De Foster-Seeley demodulator
Deze demodulator gaat onder verschillende benamingen door het leven:
- Foster-Seeley demodulator, naar de ontwerpers van de schakeling;
- fase demodulator, naar het werkingsprincipe van de schakeling;
- Armstrong demodulator;
- Riegger demodulator.

Het basisschema van de Foster-Seeley demodulator is getekend in figuur 15/1.1-43.



Figuur 15/1.1-43: Het basisschema van een Foster-Seeley demodulator voor FM.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



Figuur 15/1.1-44: De werking van de Foster-Seeley demodulator grafisch toegelicht.

Belangrijkste onderdeel is een spoel met drie wikkelingen. De primaire is verbonden met de uitgang van de MF-versterker. De twee primaire spoelen zijn identiek. Tussen de primaire en de secundaire bestaan twee koppelingen. In eerste instantie uiteraard de magnetische koppeling, voorgesteld door M, in tweede instantie een capacitieve koppeling via de condensator C_K. De spoel wordt afgeregeld op de MF van de ontvanger, in de meeste gevallen dus 10,7 MHz. De magnetische koppeling wekt in de twee secundaire wikkeling spanningen $u_{2/2}$ op, die bij resonantie 90° in fase verschoven zijn ten opzichte van de ingangsspanning. Bovendien draagt de condensator C_K nog eens de volledige primaire spanning u_1 over naar het middenpunt van de twee secundaire wikkelingen.

Het gevolg van beide koppelingen is dat men de spanningen op de anodes van de dioden D1 en D2 kan bepalen als:

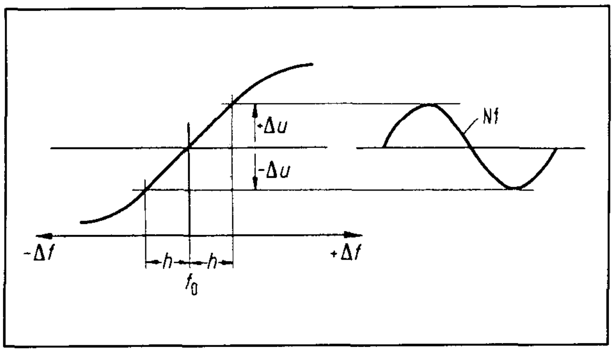
$U_{D1} = u_1 + u_{2/2}$

$U_{D2} = u_1 - u_{2/2}$

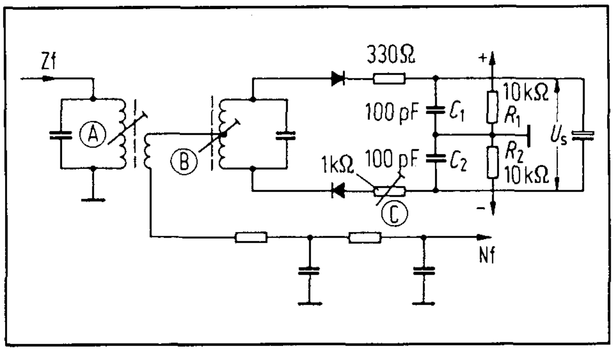
Om de werking van de schakeling te doorgronden is het noodzakelijk het vectordiagram van alle spanningen op te stellen. Dat is getekend in figuur 15/1.1-44 voor drie verschillende omstandigheden. Namelijk als de MF-versterker een signaal met de resonantiefrequentie van 10,7 MHz aflevert (modulatiediepte gelijk aan nul) en als de MF-versterker een signaal met een hogere of lagere frequentie aflevert (modulatie in positieve of negatieve zin).

In het eerste geval blijkt duidelijk dat de spanningen over beide dioden even groot zijn. Deze spanningen worden gelijkgericht door de dioden en de gelijkgerichte spanningen ontstaan over de twee weerstanden R1 en R2. De twee spanningen hebben tegengestelde polariteiten, de somspanning over beide weerstanden is nul. De LF-uitgang levert dus geen spanning af.
Als echter de frequentie van het MF-signaal afwijkt van de resonantiefrequentie van de afgestemde kring aan de ingang, dan zullen er van 90° afwijkende faseverschuivingen optreden tussen u_1 en de twee deelspanningen $u_{2/2}$.
Het gevolg is nu dat de twee diodespanningen niet meer even groot zijn en er over de serieschakeling van beide weerstanden een positief of negatief spanningsverschil ontstaat. Dat is de LF-spanning van de demodulator. Het zal immers duidelijk zijn dat de verschilspanning recht evenredig is met het verschil tussen de momentele waarde van de MF-frequentie en deze bij modulatie gelijk aan nul.

De werking van de Foster-Seeley demodulator is nog eens grafisch samengevat in figuur 15/1.1-45.
Hieruit blijkt duidelijk dat de transferkarakteristiek van de schakeling een groot lineair bereik heeft rond het punt $F_{MF} = f_0$. Deze S-vormige grafiek is karakteristiek voor dit soort FM-demodulatoren.



Figuur 15/1.1-45: De transferkarakteristiek van de Foster-Seeley demodulator.



Figuur 15/1.1-46: Het praktische schema van een ratio-demodulator.

Het zal nu ook wel duidelijk zijn dat als de ontvanger niet goed op de zenderfrequentie staat afgestemd er een verschuiving in positieve of negatieve zijn ontstaat. De gemiddelde gelijkspanning op de uitgang van de demodulator wijkt dan af van 0 V en deze restspanning kan gebruikt worden voor het opbouwen van een automatische frequentie correctie AFC, die in een van de volgende paragrafen nader wordt toegelicht.

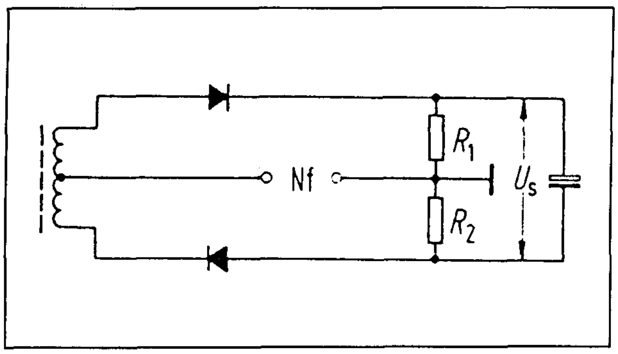
De ratio-demodulator

De ratio-demodulator is een verdere ontwikkeling van de Foster-Seeley demodulator. Het voordeel van deze schakeling is dat er een automatische begrenzing van het MF-signaal ontstaat, zodat deze schakelfunctie niet meer in de MF-versterker moet worden ingebouwd.

Het basisschema van een ratio-demodulator voor FM is getekend in figuur 15/1.1-46. Het voornaamste verschil met de Foster-Seeley demodulator is dat beide dioden tegengesteld geschakeld zijn.
De door de diode gedemoduleerde spanningen staan dus nu in serie over de weerstanden R1 en R2 en worden bij elkaar opgeteld in plaats van elkaar afgetrokken. Over de twee weerstanden is een extra condensator geschakeld met een grote capaciteit. Men gebruikt daar meestal een vrij grote elco voor. Deze grote condensator is verantwoordelijk voor het onderdrukken van amplitudeschommelingen in het MF-signaal en zorgt dus voor de noodzakelijke begrenzing van het signaal.
Als de MF-frequentie gelijk is aan de resonantiefrequentie van het filter A+B, dan zullen beide secundaire spanningen weer 90° in fase verschoven zijn.
Over de twee weerstanden worden identieke spanningen opgebouwd, die nu echter dezelfde polariteit hebben en bij elkaar opgeteld worden. Deze somspanning laadt de grote elco op.
Hoe het LF-signaal ontstaat bij modulatie kan het best toegelicht worden aan de hand van figuur 15/1.1-47, waar de schakeling iets vereenvoudigd is getekend. Men herkent nu duidelijk een brugstructuur, waarbij de LF-informatie van een van de diagonalen van de brug wordt afgenomen.

Bij $f_{FM} = f_0$ staan over beide weerstanden even grote spanningen, zodat de brug in evenwicht is en er geen spanningsverschil aanwezig is tussen de twee LF-aansluitpunten.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers

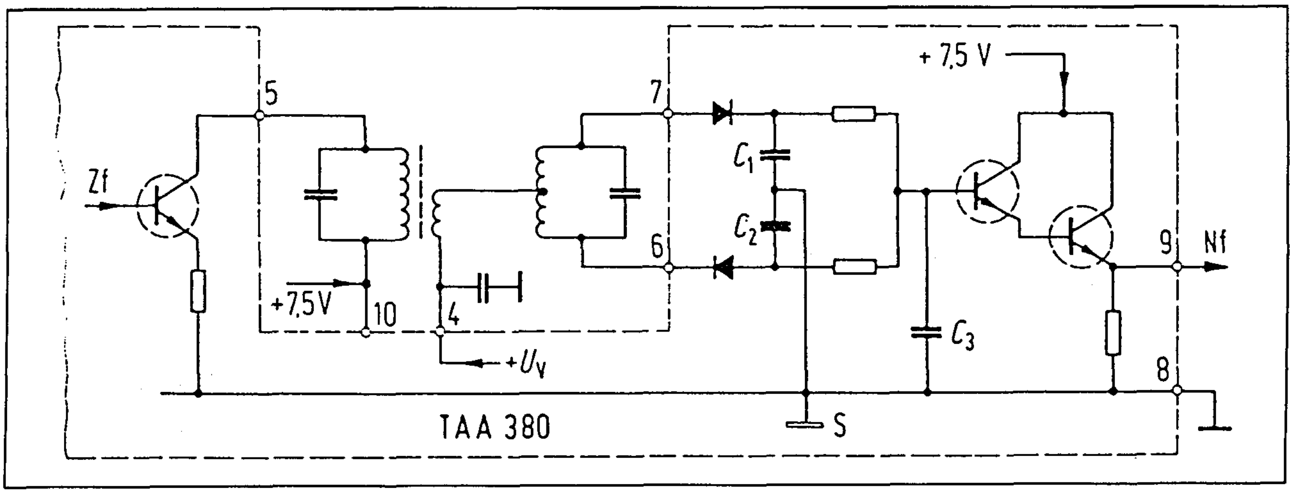


Figuur 15/1.1-47: De werking van de ratio-demodulator toegelicht aan de hand van een vereenvoudigd schema.

Bij afwijkende MF-frequentie zijn de spanningen over beide weerstanden niet meer even groot. De brug verliest haar evenwicht met als gevolg dat tussen de twee aansluitingen van de LF-diagonaal een spanningsverschil ontstaat.

Aan de hand van de vereenvoudigde brugschakeling is ook de werking van de begrenzing te begrijpen. Als de demodulator met een constant signaal wordt gestuurd zal de elco tot een constante spanning opladen. Dat is de evenwichtsituatie. Over de dioden staat een bepaalde, kleine spanning. Als echter de MF-versterker door een AM-storing een veel grotere spanning levert, dan zal de spanning over de dioden stijgen. De inwendige weerstanden van deze onderdelen neemt af, met als gevolg dat de elco opeens via twee lage impedanties over de secundaire wikkelingen van de spoel komt te staan. Door deze capacitieve belasting wordt de spoel uitermate gedempt, waardoor de amplitude-frequentie karakteristiek veel vlakker gaat verlopen.
Het gevolg is dat de AM-storing zo goed als volledig onderdrukt wordt en de werking van de demodulator niet wordt verstoord.

De geïntegreerde ratio-demodulator
Een heleboel MF-IC's voor FM-ontvangst hebben een ingebouwde ratio-demodulator aan boord.
Als voorbeeld wordt in figuur 15/1.1-48 het schema gegeven van de inwendige schakeling van de TAA 380.
Dit IC bevat een MF-versterker en alle onderdelen voor een ratio-demodulator, behalve uiteraard de spoelen. Wat ontbreekt in dit schema is de grote elco over de detectieweerstanden. Deze is hier niet noodzakelijk vanwege de grote versterking van de MF-trappen.

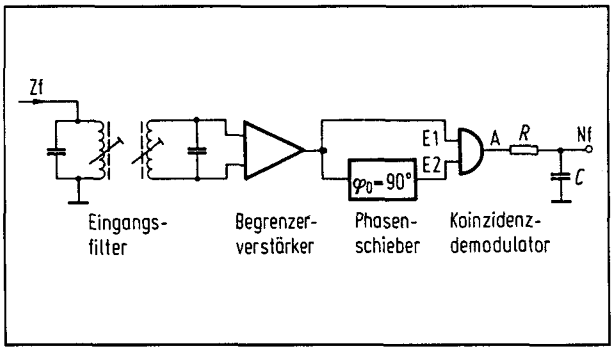


Figuur 15/1.1-48: Een praktisch schema van een geïntegreerde ratio-demodulator rond de TAA 380.

Na de detectie-weerstanden volgt een LF-buffer die als Darlington is uitgevoerd.

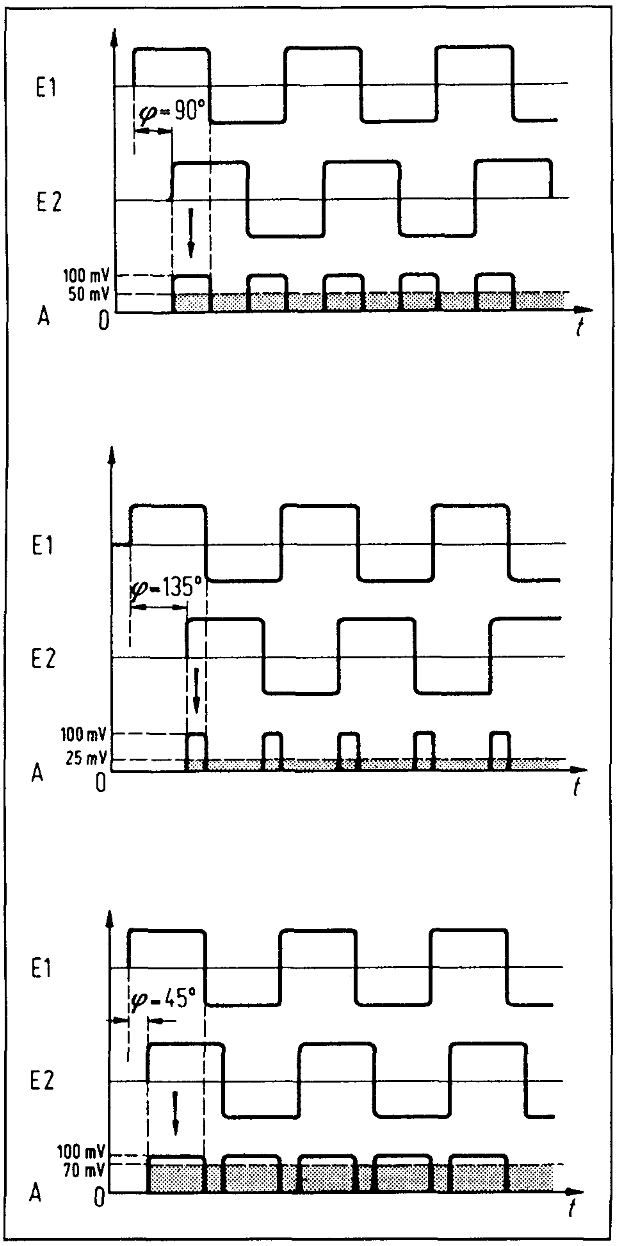
De coïncidentie demodulator
Ook dit schakelprincipe heeft verschillende benamingen:
- produkt demodulator;
- quadratuur demodulator;
- φ-demodulator.

Basisschakeling van de coïncidentie demodulator is een eenvoudige AND-poort. In de praktijk wordt deze poort samengesteld door twee transistoren in serie te schakelen en de twee ingangssignalen aan de bieden aan de basissen.
Het blokschema van de coïncidentie demodulator is getekend in figuur 15/1.1-49.



Figuur 15/1.1-49: Het blokschema van een coïncidentie demodulator.

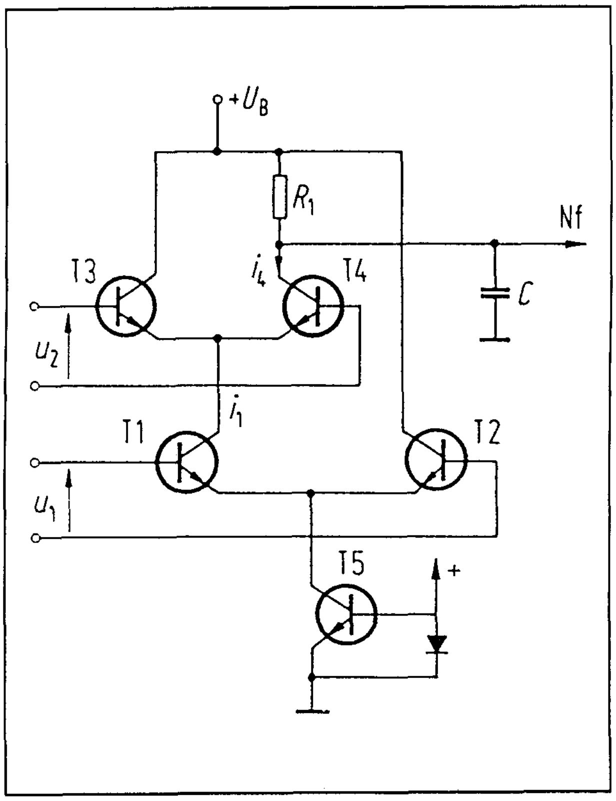
Het MF-signaal gaat eerst naar een begrenzer, waar het signaal wordt omgezet in een rechthoekig verlopende spanning. Een van de ingangen van de AND-poort is rechtstreeks met dit signaal verbonden, de andere ingang via een frequentiegevoelige faseverschuiver.
Voor de MF-frequentie van 10,7 MHz bedraagt de faseverschuiving van dit netwerk precies 90°. Voor hogere of lagere frequenties zal de faseverschuiving afwijken van 90°. De uitgang van de poort gaat naar een eenvoudig RC laagdoorlaat filter.



Figuur 15/1.1-50: De werking van de coïncidentie demodulator grafisch toegelicht.

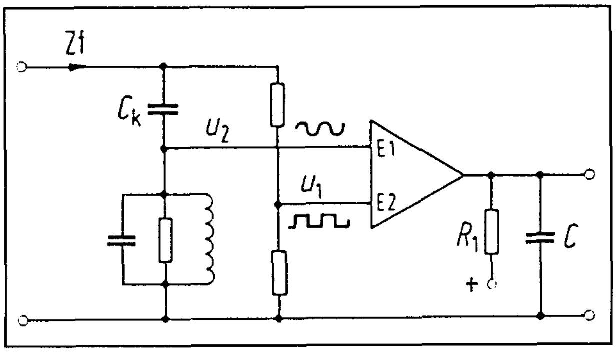
De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 15/1.1-50.
Als $f_{MF} = f_0$ bedraagt de faseverschuiving tussen beide AND-ingangen precies 90° met als gevolg dat de uitgang van de poort een tijdsymmetrisch rechthoekvormig signaal aflevert met de dubbele frequentie.

Het LF-filter zal de gemiddelde gelijkspanning uit dit signaal afleiden, een spanning die precies gelijk is aan de helft van de amplitude van de uitgangspulsen.
Wijkt de frequentie van het MF-signaal af van f_0, dat zal de faseverschuiving groter of kleiner worden, met als logisch gevolg dat de uitgang van de AND-poort een niet tijdsymmetrisch signaal aflevert. Zijn de pulsjes smaller, dan zal de gemiddelde gelijkspanningswaarde ervan kleiner worden. Zijn de pulsjes breder, dan zal de gemiddelde gelijkspanningswaarde groter worden. Op deze manier wordt de onder de vorm van frequentiemodulatie aanwezige LF-informatie weer uit het signaal gefilterd.



Figuur 15/1.1-51: Een geïntegreerde coïncidentie demodulator maakt gebruik van een dubbele verschilversterker.

De coïncidentie schakeling kan gemakkelijk geïntegreerd worden. In figuur 15/1.1-51 is als voorbeeld een schakeling getekend rond de ULN 2111. De AND-poort wordt opgebouwd onder de vorm van een dubbele verschilversterker. De som van de emitterstromen wordt door de stroombron rond T5 constant gehouden. Het LF-signaal wordt afgetakt van de collector van T4. Er zal alleen een stroom i_4 door deze halfgeleider vloeien als de signaalspanning U_1 positief is en de signaalspanning u_2 negatief. Hoewel afwijkend van de standaard logische voorwaarde van een AND zal het duidelijk zijn dat ook deze definitie volledig aan de logica van een AND voldoet!



Figuur 15/1.1-52: Op deze manier worden de twee ingangssignalen voor de geïntegreerde coïncidentie demodulator gegenereerd.

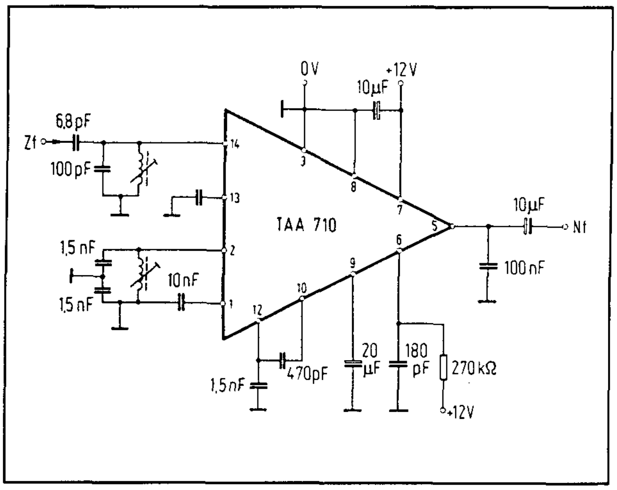
In figuur 15/1.1-52 is de geïntegreerde schakeling opgenomen in een externe schakeling. De twee ingangssignalen worden opgewekt door de eerste gewoon resistief aan een van de ingangen aan de bieden en de tweede via een afgestemd filtertje, dat verantwoordelijk is voor de noodzakelijke fasedraaiïng. Hoewel de twee ingangssignalen niet precies voldoen aan de ideale signaalvormen die in figuur 15/1.1-50 werden verondersteld, blijkt dit geen invloed te hebben op de goede werking van de schakeling.

De tel-demodulator

De tel-demodulator werkt volgens hetzelfde principe als de capacitieve demodulator. Als nadeel van deze schakeling werd genoemd dat de stroom door de condensator maar erg

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers

weinig varieert over het volledige modulatiebereik. Het gevolg was dat over de serieweerstand een onpraktisch lage spanning ontstaat.
Dit bezwaar van de in wezen zeer ideale schakeling wordt bij de tel-demodulator opgelost door het MF-signaal aan een tweede mengtrap aan te bieden. De 10,7 MHz wordt in deze extra menger gemengd met het signaal van een locale oscillator van bijvoorbeeld 10,9 MHz. Het gevolg is dat de nieuwe MF-frequentie gelijk wordt aan 200 kHz, maar dat de frequentiezwaai op dat signaal als gevolg van de FM-modulatie nog wel even groot is. De frequentie van dit nieuwe signaal varieert dan bijvoorbeeld tussen 125 en 275 kHz en nu is het RC-netwerk wél in staat een praktisch bruikbare LF-spanning op te wekken.



Figuur 15/1.1-53: Een geïntegreerde tel-demodulator voor FM.

In figuur 15/1.1-53 is een geïntegreerde teldemodulator getekend die is opgebouwd rond een TAA 710. Het MF-signaal gaat via een afgestemde kring naar pen 14 van het IC.
De in het IC aanwezige locale oscillator wordt via de onderste afgestemde kring afgeregeld op 10,9 MHz. De overige onderdelen zijn alleen noodzakelijk voor het instellen en stabiliseren van de schakeling.

De FM-demodulator met PLL

De meeste moderne geïntegreerde FM-demodulatoren zijn samengesteld met een PLL.
Het principeschema van een dergelijke demodulator is getekend in figuur 15/1.1-54.

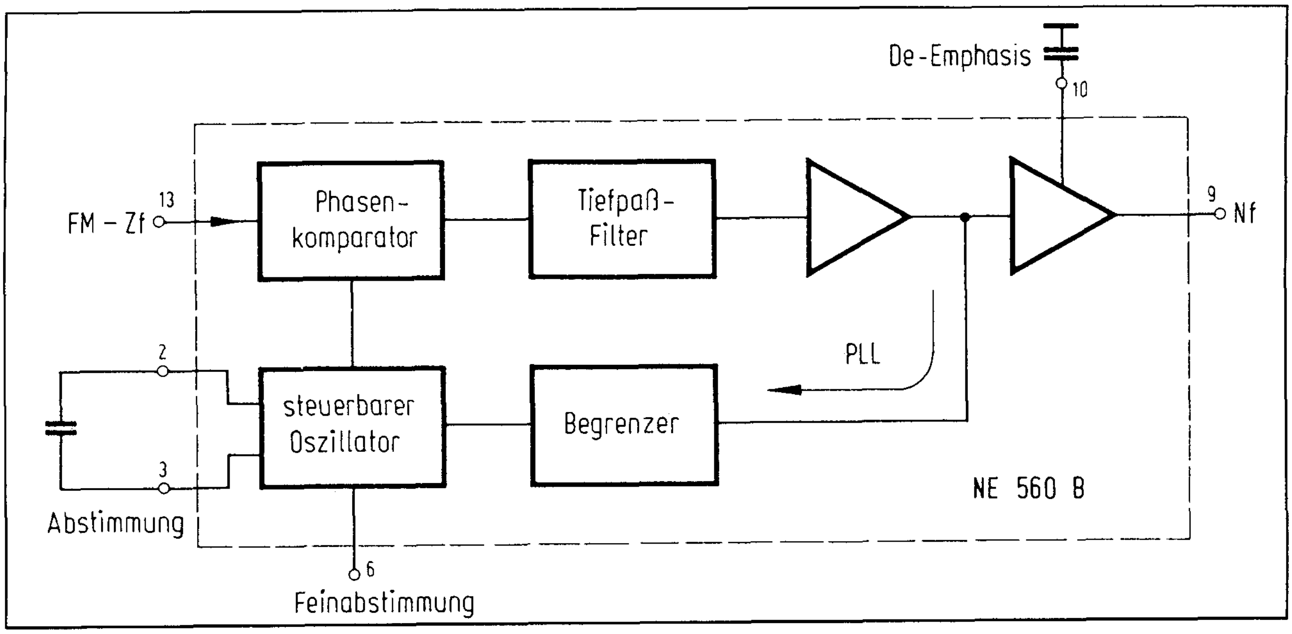
De werking berust op niets anders dan het fundamentele werkingsprincipe van een PLL. De VCO van de PLL wordt afgeregeld op de MF-frequentie. Het begrensde MF-signaal gaat naar één ingang van de fasecomparator. De tweede ingang wordt gestuurd met het VCO-signaal. Als de zender niet gemoduleerd wordt, dan bestaat er geen frequentieverschil tussen beide ingangen van de fase-comparator. De uitgangsspanning is dan 0 V. Wordt de zender gemoduleerd, dan wijkt de frequentie af van de VCO-frequentie. De fase-comparator wekt nu, in samenwerking met het nageschakelde laagdoorlaatfilter, een positieve of negatieve regelspanning op, waarmee de frequentie van de VCO wordt bijgeregeld naar de nieuwe waarde van de MF-frequentie. Deze regelspanning is proportioneel met de frequentiedeviatie en is dus een maat voor de modulatiediepte. Na nog enige nabewerkingen kan het stuursignaal als LF-signaal afgenomen worden.

In figuur 15/1.1-55 is als voorbeeld het interne blokschema van de LM 1211 gegeven. Dat is een breedband demodulator-systeem met een frequentiebereik van 20 tot 80 MHz. De VCO wordt ingesteld door de onderdelen tussen de pennen 5 en 6, het versterkte MF-signaal gaat vanaf uitgang 11 capacitief gekoppeld naar de tweede ingang (pen 9) van de fase-comparator.

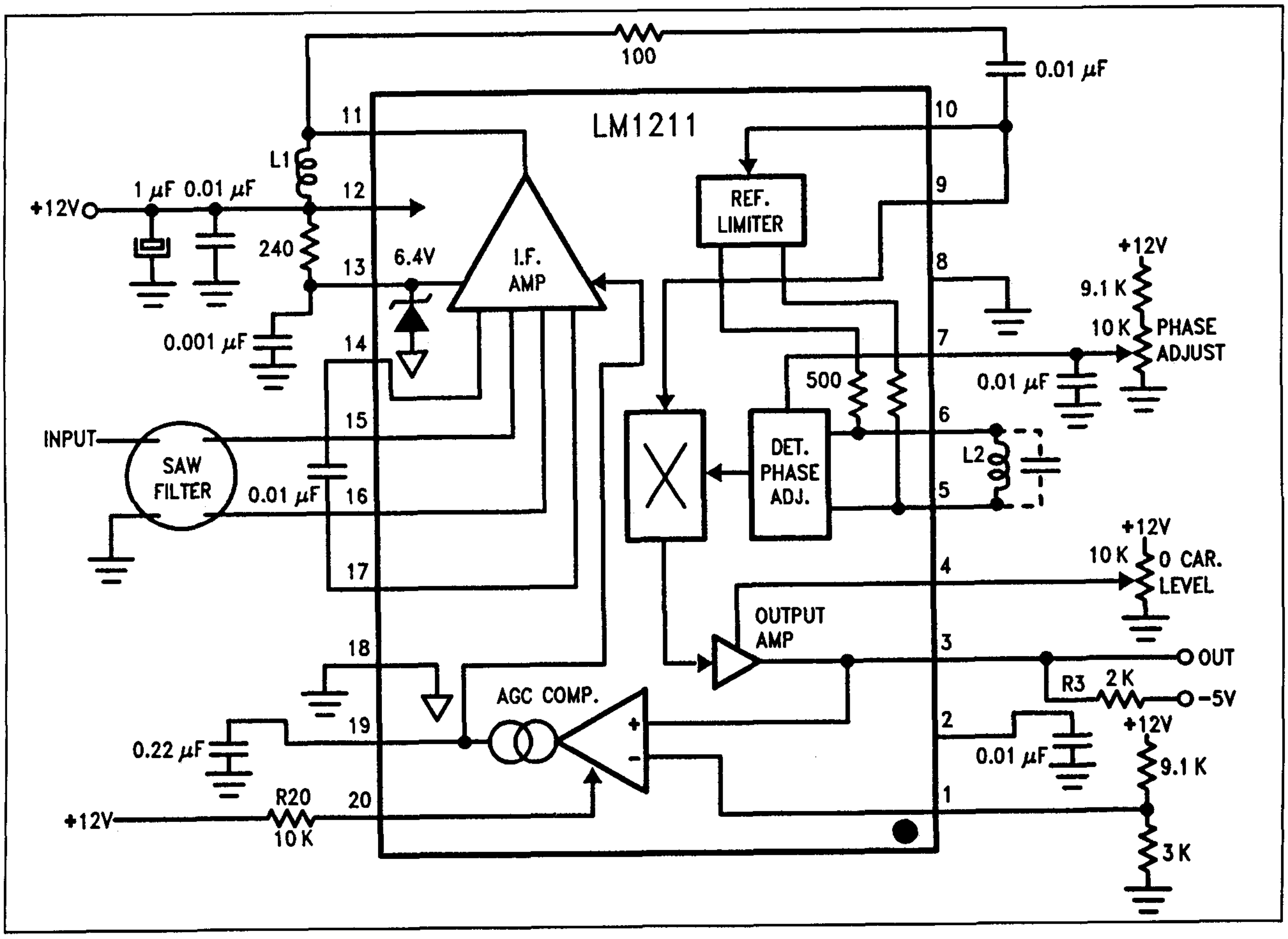
De automatische frequentie correctie

Bij de meeste FM-ontvangers wordt automatische frequentie correctie toegepast. Bij dit principe levert de FM-demodulator een regelsignaal, dat gebruikt wordt om de frequentie van de locale oscillator bij een eventuele drift weer bij te regelen.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



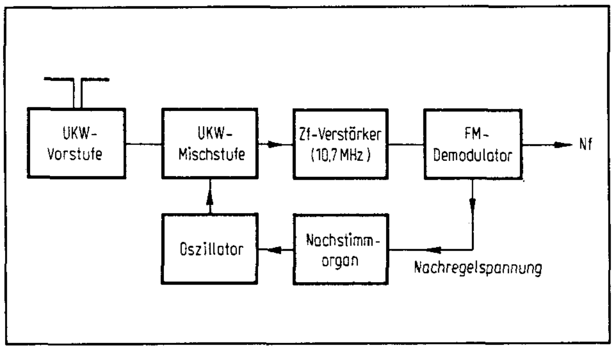
Figuur 15/1.1-54: Het blokschema van een FM-demodulator met PLL.



Figuur 15/1.1-55: Een voorbeeld van een geïntegreerde FM-demodulator met PLL.

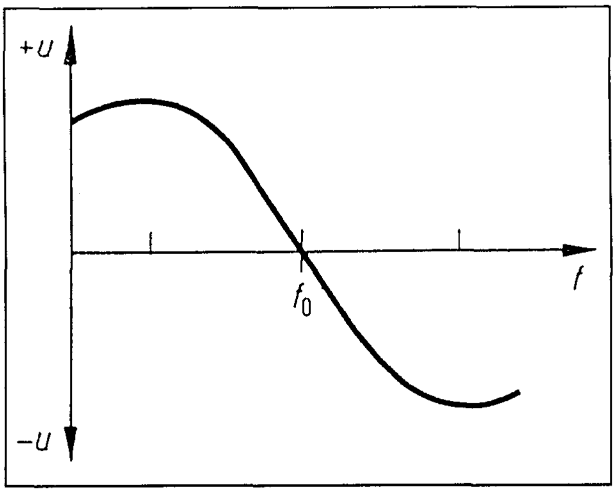
Het gevolg is dat de ontvanger steeds goed op de zender afgestemd blijft. Waarom dit principe bij FM noodzakelijk is en maar zelden bij AM wordt toegepast is een gevolg van het grote frequentieverschil tussen de draaggolf van een AM- en een FM-zender. Bij het afstemmen op een FM-zender met een draaggolffrequentie van 100 MHz heeft een zeer kleine afwijking op de oscillatorfrequentie tot gevolg dat de zender niet meer goed wordt ontvangen.
Bij de lagere AM-frequenties is dit punt niet zo kritisch. Bovendien is de AFC een handig hulpmiddel bij het met de hand goed afstemmen op een FM-zender.

Het principe van AFC is geschetst in figuur 15/1.1-56. Uit de FM-demodulator wordt een regelspanning afgeleid die 0 V bedraagt als de ontvanger scherp op de zender is afgestemd. Is dat niet het geval, dan zal deze regelspanning positief of negatief zijn. Deze regelspanning gaat via een hulpschakeling naar de locale oscillator en zal daar met behulp van varicap dioden de frequentie van de oscillator zodanig bijregelen dat de ontvanger scherp afgestemd wordt.



Figuur 15/1.1-56: Het principe van AFC.

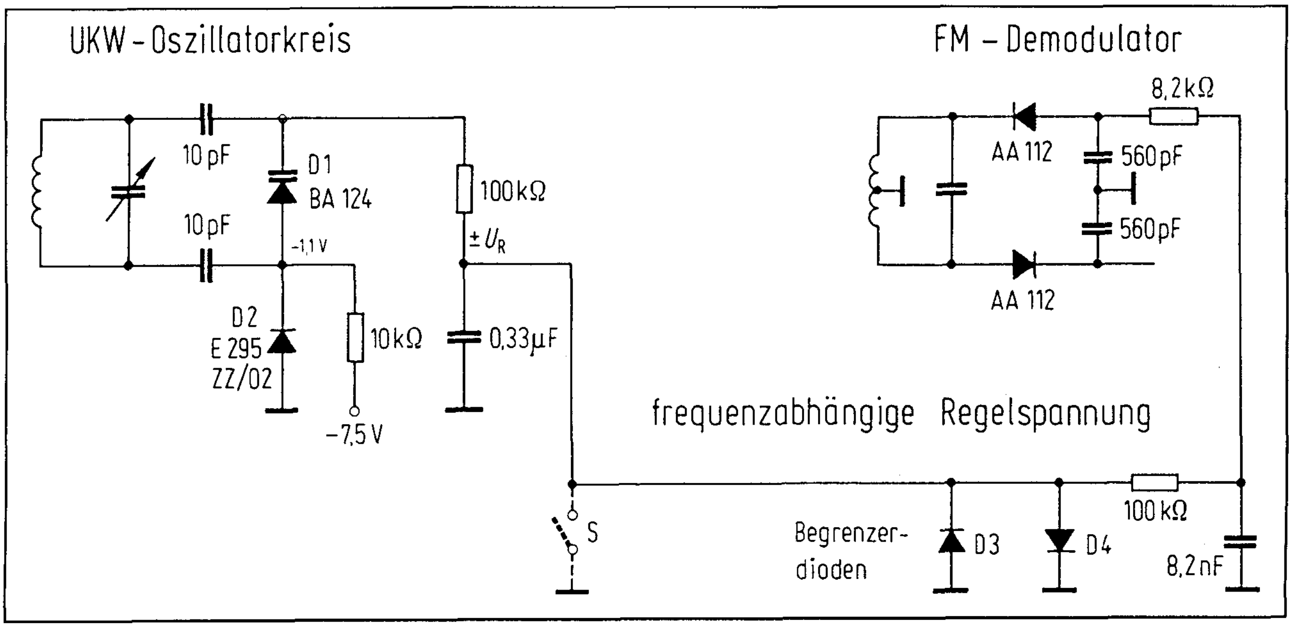
De werking van de AFC berust op de nog eens in figuur 15/1.1-57 getekende transferkarakteristiek van een FM-demodulator. Bij niet scherpe afstemming zal de MF-frequentie zonder modulatie iets afwijken in positieve of negatieve zin. De gemiddelde gelijkspanning op de uitgang van de FM-demodulator heeft dan een van 0 V afwijkende waarde. Dat is een logisch gevolg van het in figuur 15/1.1-44 getekende vectordiagram van de FM-demodulator. De twee halve secundaire spanningen hebben dan een van 90° afwijkende faseverschuiving, met als gevolg dat de detector uit evenwicht komt en een restspanning opwekt op zijn uitgang.



Figuur 15/1.1-57: De werking van de AFC is een logisch gevolg van de S-vormige transferkarakteristiek van een FM-demodulator.

In figuur 15/1.1-58 is een praktische schakeling getekend van een AFC-schakeling. De regelspanning voor de AFC wordt van de ratio-demodulator afgetakt. De spanning gaat naar een filtertje om korte stoorpulsen te onderdrukken en naar een begrenzer, die het regelbereik beperkt. Zonder deze begrenzer zou de AFC tot gevolg hebben dat men niet zou kunnen afstemmen op een zwakke zender die naast een sterke zender ligt. Met de schakelaar S kan men de AFC desgewenst uitschakelen. De regelspanning gaat via de hoge weerstand van 100 kΩ naar de varicap diode D1, die via de condensatoren van 10 pF parallel geschakeld is aan de afstemkring van de locale oscillator. De weerstand van 10 kΩ zorgt voor een biasspanning voor de varicap diode.
De schakeling heeft een vangbereik van ongeveer +/-250 kHz.

1.1 Werking van analoge radio-ontvangers



Figuur 15/1.1-58: Een praktische schakeling van een AFC.

De overige schakelingen

Naast de uitvoerig besproken fundamentele schakelingen die men in iedere radio-ontvanger terug vindt, namelijk:
- de HF-voorversterker;
- de locale oscillator;
- de menger;
- de MF-versterker;
- de demodulator;

heeft moderne apparatuur uiteraard nog veel meer aan boord.

Op de eerste plaats uiteraard een stereo-decoder, daarnaast digitale afstemschakelingen, zender-geheugens, automatische afstemmingen, ruisonderdrukkers, kristalgestuurde synthesizer afstemming, ARI-decoders, etc. De achtergrond-informatie van dergelijke schakelingen zal steeds in de desbetreffende hoofdstukken aan de orde komen. Maar hoe "high-tech" een radio-ontvanger ook is ontworpen, de besproken basis-schakelingen zal men er altijd onder de een of andere vorm in terug vinden!

15/1.5

Werking van analoge TV-ontvangers

Algemene principes

Inleiding

Een televisie heeft zich van het relatief eenvoudige zwart-wit apparaat van pakweg 20 jaar geleden ontwikkeld tot een zeer ingewikkeld systeem, waarin analoge en digitale technieken gecombineerd worden met als resultaat maximale gebruikersvriendelijkheid en maximale beeld- en geluidskwaliteit. KTV-techniek is een eigen specialisme geworden, waarin bovendien wel iedere maand nieuwe technieken en ideeën worden ontwikkeld en toegepast. Het is dan ook onmogelijk de werking van een moderne KTV tot in de details te bespreken in een handboek dat het gehele gebied van geïntegreerde schakelingen wil beschrijven. Vandaar dat in deze "Achtergrond-informatie" alleen tamelijk oppervlakkig wordt ingegaan op de basisprincipes van een kleurenontvanger. Die basisprincipes zijn nog steeds analoog en vandaar dat allerlei digitale uitbreidingen zoals digitale zendergeheugens, "beeld in beeld", "enhanced 100 Hz resolution", teletekst, etc. buiten beschouwing zullen blijven. De bedoeling van dit hoofdstuk is analoge en digitale technici, die zich niet gespecialiseerd hebben in TV-techniek, een globale indruk te geven van de principes en de werking van het PAL KTV-systeem. En zoals zal blijken, zelfs voor het geven van deze globale indruk zijn heel wat pagina's noodzakelijk!

Het schrijven van een beeld

In principe kan men gelijk welk beeld reproduceren door het, onder de vorm van een kruiswoordpuzzel, in te delen in een aantal lijnen en een aantal kolommen. Op het snijpunt van iedere lijn en iedere kolom ontstaat een beeldpunt en het totale aantal beeldpunten is dan uiteraard gelijk aan het product van het aantal lijnen en het aantal kolommen. Ieder beeldpunt wordt gekarakteriseerd door een helderheidswaarde (voorgesteld door de luminantie-factor Y) en door een kleuren- of chroma-signaal. Beide signalen bevatten de rood-, groen- en blauw-waarden van de kleurtint van het punt. Over de principes van het omzetten van kleureninformatie in analoge elektronische signalen wordt nader ingegaan in het subhoofdstuk "Codering van het kleurensignaal".

Door nu de drie elektronenstralen in een kleurenbeeldbuis deze matrix punt voor punt te laten reproduceren op het scherm en voor ieder punt de specifieke luminantie- en chroma-waarden in de stralen te moduleren ontstaat een reproductie van het beeld.

Op deze manier werkt ieder beeld dat door een digitale computer wordt opgewekt. Bij het systeem van de analoge TV wordt het beeld echter alleen vervat in een aantal horizontale lijnen die onder elkaar op het beeldscherm worden geschreven. Er zijn geen kolommen, zodat iedere lijn in principe een oneindig aantal beeldpunten zou kunnen bevatten. In de praktijk is dit echter niet het geval, want deze horizontale resolutie wordt begrensd door de bandbreedte van het uitgezonden signaal. Daar wordt later op terug gekomen.

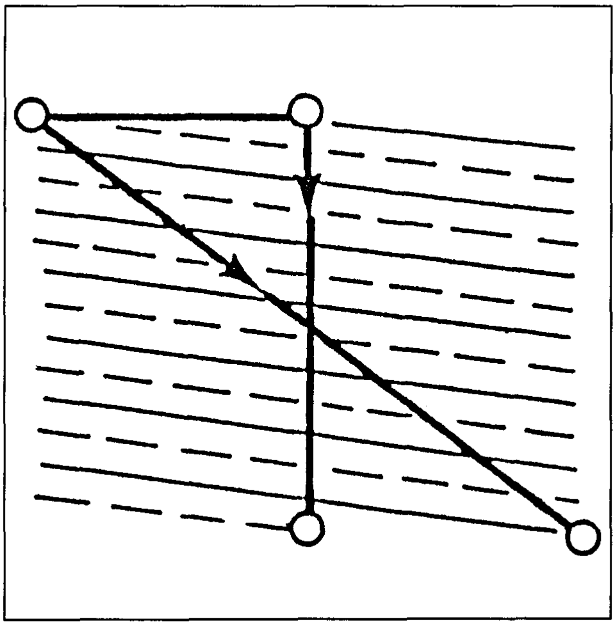
De beeldopbouw bij de analoge TV

Bij de analoge TV wordt een beeld opgebouwd uit 625 horizontale lijnen. Deze worden van links naar rechts over de beeldbuis geschreven. Deze lijnen worden echter niet in één proces onder elkaar geschreven, maar ingedeeld in twee halve beelden. Het ene halve beeld bevat de even lijnen, het volgende halve beeld de oneven lijnen. Ieder half beeld wordt een "raster" genoemd. Beide halve beelden worden in elkaar gevlochten, zodat door de traagheid van het menselijke oog de indruk ontstaat dat er per twee opeenvolgende halve beelden van 312,5 lijnen één volledig beeld van 625 lijnen wordt geschreven. Dezelfde traagheid heeft als resultaat dat de 50 halve beelden per seconde als een redelijk flikkervrij verschijnsel op het scherm worden ervaren. Met opzet wordt "redelijk flikkervrij" geschreven, omdat in feite de beeldherhalingsfrequentie te laag is om op grote schermen een stabiel beeld te verkrijgen. Vandaar dat de nieuw ontwikkelde semi- of volledig digitale TV-systemen werken met een beeldherhalingsfrequentie van 100 Hz, de zogenaamde "enhanced resolution".

Het proces van 2 x 25 halve beelden op het scherm schrijven noemt men het "interliniëren" van het beeld en dit is een van de belangrijkste eigenschappen en tevens een van de voornaamste beperkingen van het analoge TV-systeem, zoals zich dat in de loop der tijden ontwikkeld heeft.

In figuur 15/1.5-1 is getekend hoe de lijnen van de twee halve beelden door elkaar gevlochten zijn.

De eerste lijn van het eerste halve beeld start in de linker bovenhoek van de beeldbuis. De laatste halve lijn van dit halfbeeld eindigt in het midden van de onderste rand van de beeldbuis. Nadien worden de elektronenstralen weer zeer snel en onderdrukt naar boven gestuurd, zodat het volgende halve beeld start met een halve lijn, die van het midden van de bovenste rand van de beeldbuis naar de rechter rand wordt geschreven. De laatste lijn van het tweede halve beeld eindigt in de rechter onderhoek van het scherm. Vandaar worden de drie elektronenstralen weer zeer snel naar de linker bovenhoek van het scherm gestuurd en kan het proces zich herhalen.



Figuur 15/1.5-1: Het door elkaar vlechten van de 2 x 312,5 lijnen die één volledig TV-beeld vormen.

De lijn- en beeldherhalingsfrequenties

Er worden dus 50 halve beelden per seconde uitgezonden, die ieder bestaan uit 312,5 horizontale lijnen. Een lijn wordt bijgevolg in 64 μs geschreven, een half beeld neemt 20 ms in beslag. De herhalingsfrequentie van een lijn is dus gelijk aan 15.625 Hz, die van het beeld bedraagt 50 Hz. Beide frequenties zijn zeer belangrijk, omdat in iedere TV-ontvanger oscillatoren aanwezig zijn die op deze frequenties werken. Deze oscillatoren verzorgen de horizontale en vertikale afbuiging van de elektronenstralen. Het zal duidelijk zijn dat de frequenties van deze oscillatoren precies in de pas moeten lopen met deze die het originele beeld aftasten in de

TV-opnamebuis in de camera. Is dat niet het geval, dan ontstaan synchronisatiefouten die zich uiten in het horizontaal of vertikaal over het scherm lopen van het beeld. Zoals bij de bespreking van het uitgezonden signaal zal blijken, is het noodzakelijk synchronisatie-impulsen mee te versturen die in de ontvanger zorgen voor het in de pas lopen van de twee oscillatoren.

Samenstelling van het TV-signaal

Net zoals bij radio-ontvangst wordt ook bij TV gebruik gemaakt van hoogfrequente modulatie om de uit te zenden signalen via de zendantenne te versturen.
Het modulatiesignaal is echter veel ingewikkelder van samenstelling dan bij een radio-ontvanger. Er zijn niet minder dan zes signalen noodzakelijk om in een TV-ontvanger een beeld te reconstrueren.
Een TV-beeld wordt opgebouwd door het uit te zenden beeld lijn per lijn af te tasten en dit 15.625 keer per seconde. Het zal dan ook duidelijk zijn dat één dergelijke aftasting met een tijdsduur van 64 µs de basis is van het uitgezonden signaal. De meeste van deze zes signalen zijn dan ook op de een of andere manier gekoppeld aan dat basissignaal met een breedte van 64 µs.

Een kort overzicht van de functies van de zes signalen:

- Het luminantie-signaal
  Dit bevat de helderheidsverschillen tussen de opeenvolgende beeldpunten van het uitgezonden beeld. Bij zwart-wit TV is dit het enige signaal dat de samenstelling van het beeld bepaalt. Omdat het beeld lijn na lijn wordt opgebouwd zal ook de luminantie-informatie lijn per lijn worden uitgezonden. Per seconde worden er dus 15.625 signalen uitgezonden, waarvan het amplitudeverloop de beeldintensiteit over één lijn vast legt.
- Het chroma-signaal
  Met dit signaal worden de kleurtinten en -verzadiging van ieder punt van het beeld vast gelegd. Ook dit signaal wordt per lijn uitgezonden, maar bevat de noodzakelijke informatie op een gecodeerde manier. Deze codering is noodzakelijk vanwege de beperkte bandbreedte die ter beschikking staat. Deze vrij ingewikkelde codering wordt beschreven in het subhoofdstuk "Codering van het kleurensignaal".
- De kleuren-burst
  Dit signaal vervult in feite dezelfde rol als de piloottoon bij stereo-FM ontvangst. Zoals later zal blijken wordt de draaggolf van het chroma-signaal onderdrukt. Om deze draaggolf in de ontvanger te kunnen herwinnen is het noodzakelijk een referentiesignaal met een frequentie gelijk aan deze van de draaggolf uit te zenden. Dit wordt gerealiseerd door na iedere lijn enige perioden met deze frequentie uit te zenden.
- De lijnsync-puls
  Na ieder luminantie-signaal wordt een zeer smalle en duidelijk te onderscheiden lijnsync-puls uitgezonden. Deze puls wordt in de ontvanger gebruikt voor het synchroniseren van de oscillator die het signaal met een frequentie van 15.625 Hz genereert voor de lijnafbuiging.
- De beeldsync-puls
  Na iedere 312,5 lijnsignalen wordt een veel bredere beeldsync-puls uitgezonden. Door de breedte van deze puls is deze duidelijk te onderscheiden van de veel smallere lijnsync-pulsen. Deze wordt gebruikt voor het triggeren van de afbuiggenerator, die de spotafbuiging in vertikale zin regelt. In de praktijk bestaat dit signaal niet uit één brede puls, maar uit niet minder dan 15 smalle pulsen die een bepaalde tijdsrelatie hebben. Over de exacte samenstelling van deze beeldsync-puls wordt teruggekomen in het subhoofdstuk "De synchronisatie schakelingen".
- Het audio-signaal
  Uiteraard moet het totale signaal ook nog geluidsinformatie bevatten. De meeste zenders zenden nog steeds een mono-signaal uit, maar er bestaan ook zenders

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers

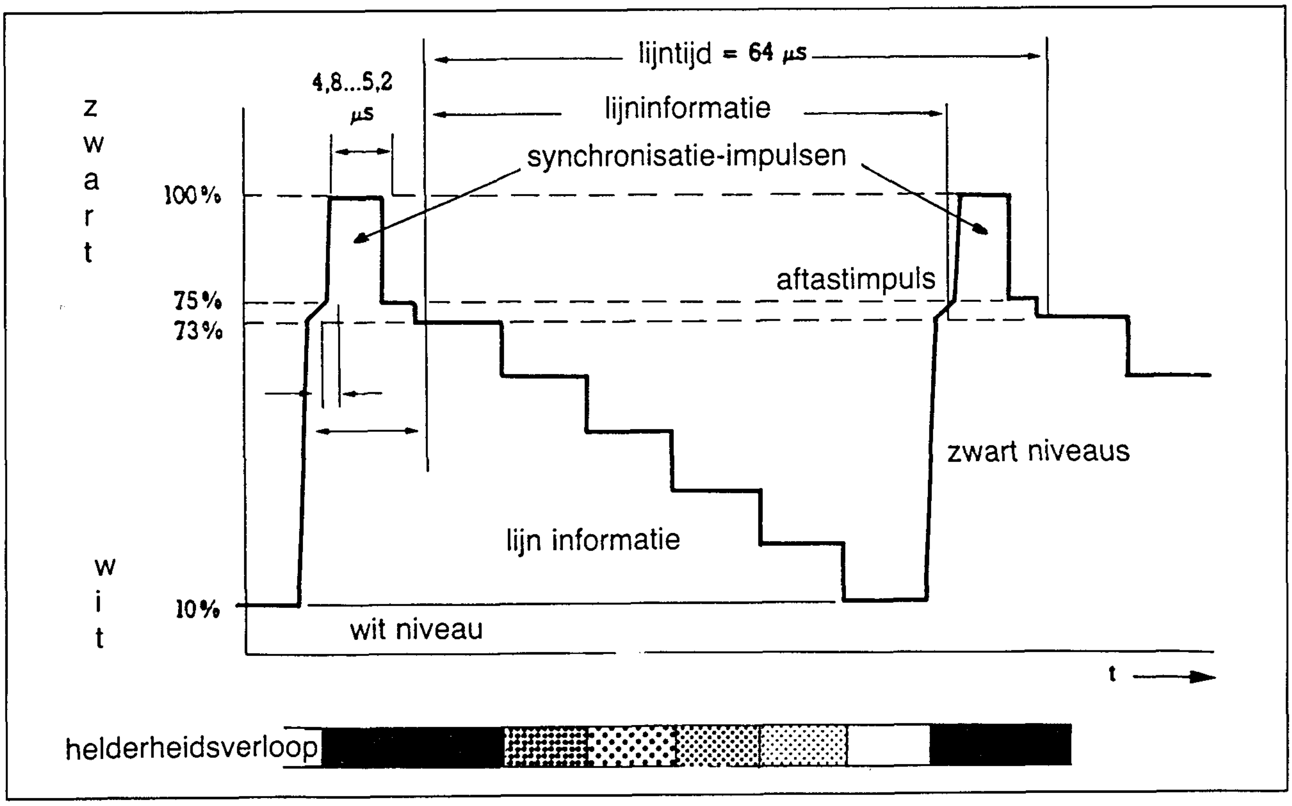
die stereo of zogenaamde tweekanaals geluid uitstralen.

Het luminantie-signaal, de twee sync-pulsen en de burst worden gecombineerd tot één signaal dat men de lijnpuls noemt. Het chroma-signaal wordt afzonderlijk gemoduleerd in de beschikbare bandbreedte van het luminantie-signaal. Het audio-signaal staat volledig los van de beeldinformatie. In totaal bevat een TV-signaal dus twee afzonderlijk gemoduleerde signalen, die echter in de beschikbare bandbreedte van een zender worden ondergebracht.

De samenstelling van de lijnpuls

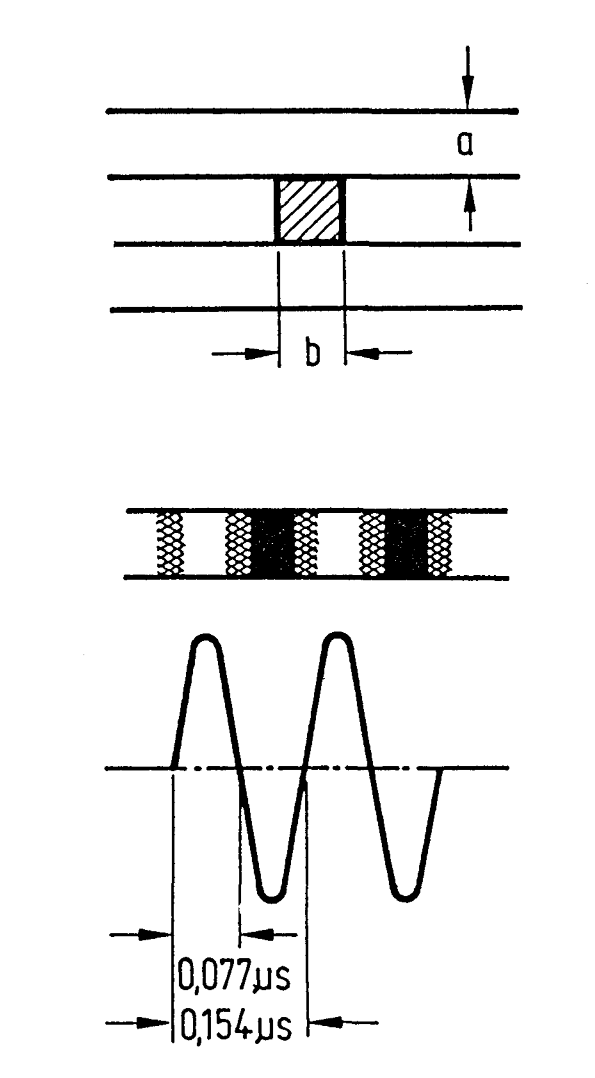
De samenstelling van de lijnpuls is getekend in figuur 15/1.5-2.

Het luminantie-signaal beslaat het grootste gedeelte van de lijnpuls en verloopt omgekeerd evenredig met de luminantie van het uit te zenden beeld. Dat wil zeggen dat een maximale luminantie, dus een wit punt in het beeld, overeen komt met een minimale amplitude van het luminantie-signaal. Dit zogenaamde "wit-niveau" is gelijk aan 10 % van de maximale amplitude van de lijnpuls. Een volledig zwarte beeldpunt wordt vertaald naar een spanning van 70 % van de totale amplitude van de lijnpuls. Dit niveau noemt men het "zwart-niveau".
Alles wat boven 70 % van de maximale amplitude ligt is gereserveerd voor de lijnsync- en beeldsync-pulsen. Deze pulsen gaan van 75 tot 100 % van de totale amplitude van het signaal en zijn gemonteerd op een voor- en achterdrempel die op een niveau van 75 % van de maximale amplitude staan. In de figuur zijn twee smalle synchronisatie-pulsen ingetekend, die de lijnsyncpulsen voorstellen.



Figuur 15/1.5-2: De samenstelling van een lijnpuls.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers



Figuur 15/1.5-3: Het berekenen van de noodzakelijke bandbreedte met als uitgangspunt identieke horizontale en vertikale resoluties.

De bandbreedte van de lijnpuls

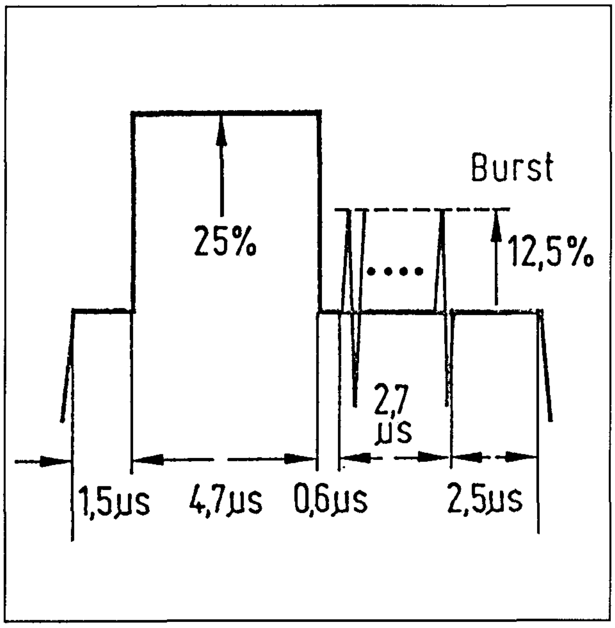
Zoals reeds gezegd bepaalt de bandbreedte van het luminantie-signaal de horizontale resolutie van het weergegeven beeld. Hoe hoger deze bandbreedte, hoe meer punten er op een lijn met een verschillende intensiteit gestuurd kunnen worden. Toch kan men de bandbreedte uiteraard niet onbeperkt opvoeren. Hoe groter de bandbreedte van het modulatiesignaal, hoe breder het frequentiespectrum van het gemoduleerde signaal en hoe minder zenders men in een bepaalde frequentieband kan onderbrengen! Er moet dus gestreefd worden naar een compromis tussen zo klein mogelijke bandbreedte en een zo groot mogelijke resolutie. Men gaat uit van een identieke horizontale en vertikale resolutie. Dit is in figuur 15/1.5-3 voorgesteld.

In deze tekening is a de afstand tussen twee opeenvolgende lijnen, dus de vertikale resolutie. Met b wordt de horizontale resolutie voorgesteld, die gelijk moet zijn aan a. De breedte b is dus één beeldpunt op de lijn, waarvan men de intensiteit moet kunnen bepalen zonder dat deze invloed heeft op nabijgelegen punten.
De lengte tot hoogte verhouding van een TV-scherm is gelijk aan 4 tot 3. Als de vertikale resolutie gelijk is aan 625 kan men de noodzakelijke horizontale resolutie berekenen als 830. Per lijn moeten er dus 830 puntjes individueel aangestuurd kunnen worden. Een lijn neemt 64 µs in beslag. Men kan dan berekenen dat de tijdsduur van een zo'n punt gelijk is aan 0,077 µs. De hoogst noodzakelijke videofrequentie ontstaat als witte en zwarte beeldpunten elkaar afwisselen. De periode van het signaal is dan gelijk aan, zie figuur 15/1.5-3, 2 x 0,077 µs. Dit komt overeen met een maximale frequentie van 6,5 MHz. Omdat deze extreme situatie zich maar zelden zal voordoen beperkt men de bandbreedte van het videosignaal in de praktijk tot 5,5 MHz.

De burst-puls

De burst-puls, die in de ontvanger wordt gebruikt voor het heropwekken van de draaggolf waarop het chroma-signaal gemoduleerd is, bestaat uit 8 perioden van de originele draaggolf. Deze worden aangebracht op de achterdrempel van de lijnsyncpuls, zie figuur 15/1.5-4.

Uit deze figuur kan men alle amplitude- en tijd-definities van deze puls aflezen.
De burst wordt niet uitgezonden tijdens de beeldsync-pulsen.



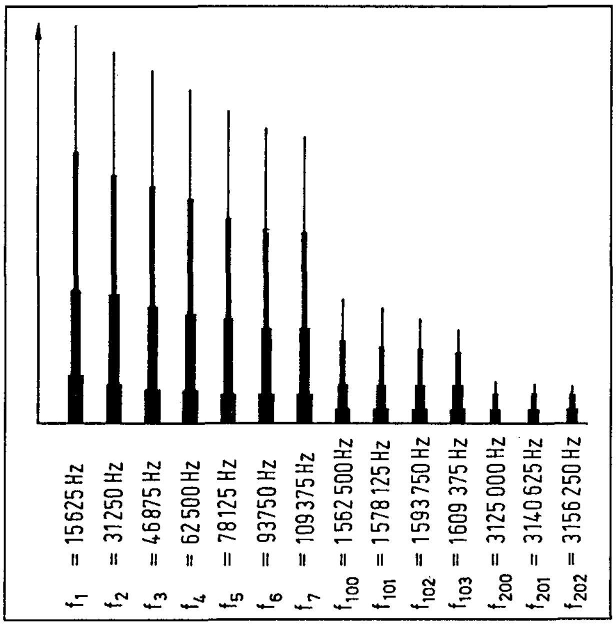
Figuur 15/1.5-4: De burst-puls bestaat uit acht perioden van de draaggolf van het chroma-signaal en deze worden op de achterdrempel van iedere lijnsync-puls aangebracht.

De modulatie van het chroma-signaal

Bij de overgang van zwart-wit TV naar kleuren TV stond men voor de bijna onmogelijke opgave om de bestaande zwart-wit lijnpulsen extra informatie mee te geven, waarmee in de ontvanger de kleureninformatie voor ieder beeldpunt kon worden afgeleid. Het nieuwe kleuren systeem moest immers volledig compatibel zijn met het bestaande zwart-wit systeem, met als logisch gevolg dat aan de structuur van de lijnpulsen niets veranderd kon worden. Dank zij een zeer ingenieus coderingssysteem is men toch in deze opdracht geslaagd. Hoe dat nu precies in zijn werk gaat wordt verklaard in het subhoofdstuk "Codering van het kleurensignaal". Op dit moment volstaat het om te weten dat de twee signalen, die men daarvoor nodig heeft, volgens een speciaal quadratuurproces smalbandig worden gemoduleerd op een draaggolf met een frequentie van precies 4,433.618.75 MHz.

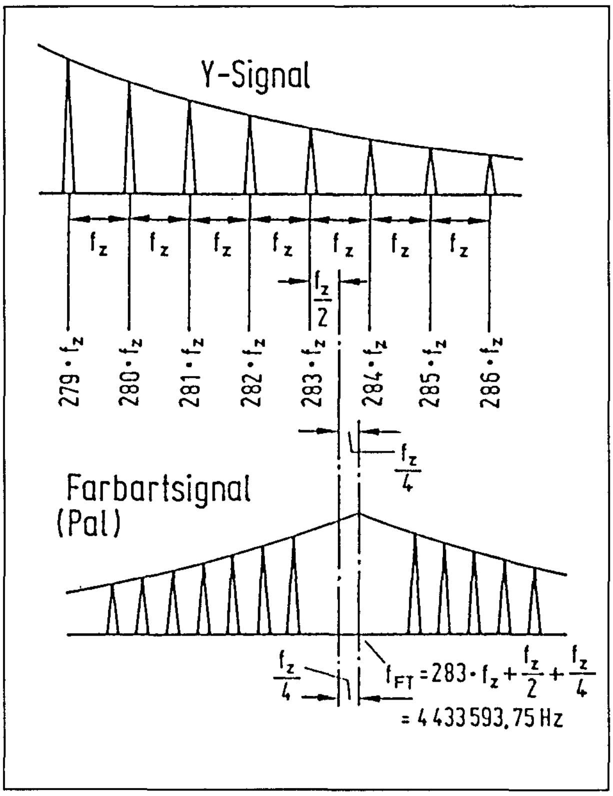
Deze frequentie ligt dus in de 5,5 MHz bandbreedte van het luminantie-signaal! De vraag die beantwoord moet worden is hoe dat kan, zonder dat het chroma-signaal het luminantie-signaal beïnvloedt.

Antwoord op deze vraag wordt gegeven door de Fourier-analyse van de lijnpuls. Het luminantiesignaal mag dan wel een bandbreedte hebben van 5,5 MHz, maar dit signaal wordt pakketgewijs verzonden door de opeenvolgende lijnpulsen. En deze hebben een frequentie van slechts 15.625 Hz. De spectrale analyse van een lijnpuls, weergegeven in figuur 15/1.5-5, bestaat uit zeer smalle frequentiebanden rond de harmonischen van de frequentie van de lijnpuls. Bovendien neemt de amplitude van deze spectrale banden snel af. Er zijn in dit frequentiespectrum een heleboel frequentiebanden die nooit in de lijnpuls voorkomen. Het is dus in principe mogelijk deze gaten te vullen met de spectrale frequentiebanden van een ander signaal. En dat is nu precies wat er gebeurt door het chroma-signaal te moduleren op een draaggolf van 4,433.618.75 MHz!



Figuur 15/1.5-5: De Fourier-analyse van een lijnpuls vertoont grote gaten in de frequentiesamenstelling.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers



Figuur 15/1.5-6: Door de chroma te moduleren op een draaggolf met een frequentie die precies gelijk is aan 4,433.593.75 MHz vallen de spectrale banden van dit signaal precies in de gaten van de spectrale banden van de lijnpuls.

De Fourier-analyse van dit signaal geeft smalle spectrale banden, die precies in de gaten vallen van de Fourier-analyse van de lijnpuls (figuur 15/1.5-6).

Hoe vreemd het ook mag lijken, dank zij dit verschijnsel beïnvloeden de beide signalen elkaar in het geheel niet, hoewel zij, wat amplitude-gedrag betreft, door elkaar in de lijnpuls aanwezig zijn! Een en ander is een gevolg van de traagheid van het menselijke oog. Het oog is namelijk te traag om verschijnselen die zich binnen 1/25 s afspelen van elkaar te onderscheiden. De momentele amplitude van het luminantie-signaal zal door de momentele amplitude van het chroma-signaal gemoduleerd worden. Bij het 25 keer per seconde opnieuw schrijven van een identieke lijn zal de intensiteit van de beeldpunten volgens een met ruis te vergelijken effect gemoduleerd worden door het chroma-signaal. Maar dit statistisch effect wordt door de traagheid van het oog gemiddeld, zodat het chroma-signaal de intensiteitsweergave op een zwart-wit ontvanger niet stoort. Bovendien worden er aan de amplitude van het chroma-signaal zeer strikte eisen gesteld, waardoor de beïnvloeding van het luminantie-signaal geminimaliseerd wordt.

Natuurlijk blijft de vraag hoe men er in slaagt een frequentie van rond de 4,5 MHz te genereren met een nauwkeurigheid van +/-0,01 Hz. Dat kan niet, maar dat is ook niet noodzakelijk. Wat wel belangrijk is, is de onderlinge verhouding tussen de frequentie van de chroma-draaggolf en de frequentie van de lijnpulsen. En deze verhouding is zeer precies constant te houden door beide signalen uit een referentie-frequentie te betrekken door middel van frequentie-synthese.

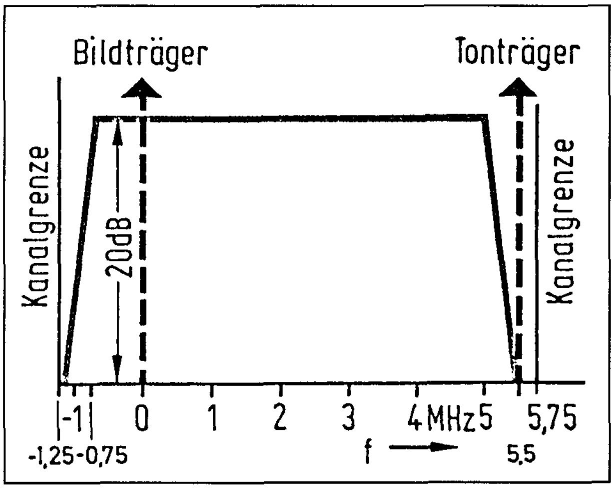
Het geluid

Tegenwoordig zenden vele zenders stereo- of tweekanaalsgeluid uit. Bij het tweede systeem kan een kanaal gebruikt worden voor het originele geluid van bijvoorbeeld een film en het tweede kanaal voor een nasynchronisatie in een andere taal. Er zijn nu dus drie geluidssystemen in gebruik:

- Mono
  Hierbij moet het geluidssignaal naar beide eindversterkers en beide luidsprekers gestuurd worden.
- Stereo
  Hiervoor geldt hetzelfde, maar uiteraard moet het gemoduleerde signaal op een andere manier gedemoduleerd worden.
- Tweekanaals
  Bij dit systeem moet maar één van de geluidskanalen aangeboden worden aan de eindversterker en de luidsprekers. Bovendien moet er in de ontvanger een mogelijkheid zijn om te selecteren welk kanaal men wil horen.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers

In principe wordt hiervoor een identiek systeem gebruikt als bij stereo-FM zenders. Zoals later zal blijken is het standaard audiosignaal gemoduleerd op een draaggolf waarvan de frequentie 5,5 MHz hoger ligt dan deze van het beeldsignaal.
Bij stereo en tweekanaals zenders wordt nu een tweede audio-draaggolf ingeschakeld waarvan de frequentie 242 kHz hoger ligt dan deze van de originele carrier.
Bij monozenders worden beide draaggolven gemoduleerd met het monosignaal. Bij stereozenders wordt de onderste draaggolf gemoduleerd met het somsignaal (L + R) en de bovenste met het signaal (2 x R). Door een matrixschakeling toe te passen kan men in de ontvanger de signalen R en L uit deze twee signalen herwinnen. Bij tweekanaalszenders worden de twee geluidsdraaggolven respectievelijk gemoduleerd met de signalen A en B.
Bovendien wordt een piloottoon met een frequentie van 2,5 kHz uitgezonden, die gemoduleerd wordt op een draaggolf van 54,6875 kHz. Dit signaal wordt dan weer frequentie gemoduleerd op de hoogste geluidsdraaggolf! De frequentie van deze piloottoon hulpdrager is niet voor niets gelijk aan de gegeven waarde. Deze frequentie is namelijk gelijk aan 3,5 maal de lijnfrequentie van het beeld. Op deze manier kan deze hulpdrager in de ontvanger herwonnen worden.
Het systeem zendt een code uit, die op deze piloottoon in AM is gemoduleerd. Aan de hand van deze code kunnen de schakelingen in de ontvanger besluiten of een mono, stereo of tweekanaals geluidssignaal door de zender wordt uitgezonden.
Bij monozenders is de piloottoon niet gemoduleerd. Bij stereozenders wordt de piloottoon gemoduleerd met een frequentie van 117,5 Hz. Bij tweekanaalszenders wordt de piloottoon gemoduleerd met een frequentie van 274,1 Hz. In beide gevallen wordt gewerkt met een modulatiediepte van 50 %. Ook deze frequenties zijn niet toevallig gekozen, maar respectievelijk gelijk aan 1/133 en 1/57 van de lijnfrequentie van 15.625 Hz.



Figuur 15/1.5-7: De samenstelling van het gemoduleerde signaal.

De hoogfrequent modulatie

In de studio worden twee (of drie) laagfrequent signalen voorbereid die alle signalen bevatten om zowel beeld als geluid in de ontvanger te kunnen decoderen. Bij de bespreking van de HF-modulatie wordt echter voor de eenvoud terug gegaan naar de basis techniek met monofoon geluid.
Enerzijds is er het audiosignaal met een bandbreedte tot 12 kHz, anderzijds het gecombineerde videosignaal met een bandbreedte van 5,5 MHz, dat bestaat uit de lijnpulsen met luminantie-signaal, lijn- en beeldsync-pulsen, burst-pulsen en het erin vervlochten chroma-signaal.
Deze twee signalen moeten nu hoogfrequent gemoduleerd worden. Het is niet mogelijk daarvoor één draaggolf te gebruiken. Er worden er twee gebruikt, waarbij het geluid op een draaggolf wordt gemoduleerd waarvan de frequentie 5,5 MHz hoger ligt dan deze van de beelddraaggolf.
Het gecombineerde videosignaal wordt in amplitude gemoduleerd. Om bandbreedte uit te sparen wordt slechts één zijband uitgezonden en wel die rechts van de draaggolffrequentie ligt. Het audiosignaal wordt in frequentie gemoduleerd met een modulatiediepte van 50 kHz bij 100 % modulatie. Zoals uit figuur 15/1.5-7 blijkt, bedraagt de totale bandbreedte van het gemoduleerde signaal

slechts 7 MHz. De geluidsdraaggolf ligt 250 kHz lager dan de bovenste grens van de bandbreedte van het signaal. De beelddraaggolf ligt 1,25 MHz boven de onderste grens van de bandbreedte.

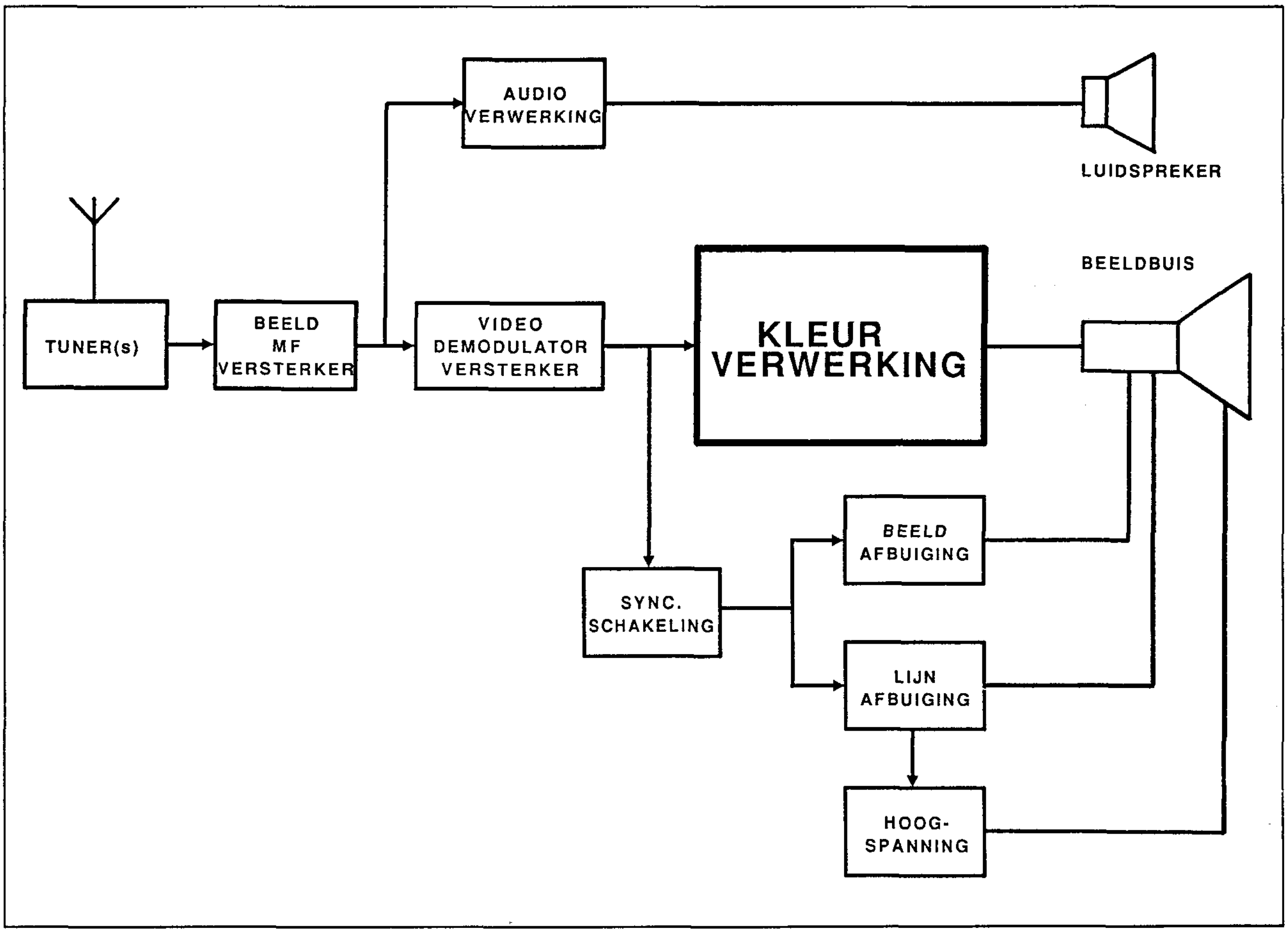
De draaggolffrequenties zijn uiteraard afhankelijk van de band en het kanaal waarin en waarop de zender uitstraalt.
Zoals bekend worden er vijf banden gebruikt voor TV-programma's:

- Banden I en III:
  Dit zijn de zogenaamde VHF-banden en deze bestrijken een frequentiegebied van 41 tot 230 MHz. In dit gebied ligt echter band II die gebruikt wordt voor geluid FM-zenders. In deze banden worden de kanalen 2 tot en met 12 uitgezonden.
- Banden IV en V:
  Dit zijn de zogenaamde UHF-banden met een frequentiebereik van 470 tot 960 MHz. In deze banden worden de kanalen 21 tot en met 69 uitgezonden.

Blokschema van een kleuren-TV

Inleiding

Aan de hand van de tot nu toe besproken principes kan men in grote lijnen het blokschema van een kleuren-TV opstellen. Dit is getekend in figuur 15/1.5-8.
De ingetekende blokken hebben de volgende functies.



Figuur 3/14.4-8: Het rudimentaire blokschema van een kleuren-TV.

De verschillende blokken

- De tuner(s)
  De tuner heeft tot taak het antennesignaal te versterken en te mengen met het signaal van een lokale oscillator. Aan de uitgang verschijnt een middenfrequent signaal met een constante frequentie. Vaak worden twee tuners toegepast, omdat de frequentiebanden van UHF en VHF te ver uit elkaar liggen om door dezelfde schakeling verwerkt te worden.
- De beeld MF-versterker
  Deze heeft tot taak het MF-signaal te versterken en er een automatische AVC op toe te passen. De samenstelling van dit blok heeft zich in de loop der jaren sterk uitgebreid. Een gevolg van het invoeren van kleuren-TV en nadien stereo- of tweekanaalsgeluid.
- De video demodulator en versterker
  Deze schakeling heeft tot taak het in amplitude gemoduleerde videosignaal te demoduleren en het te versterken. Aan de uitgang van deze trap staan de reeds bekende lijnpulsen ter beschikking.
- De audioverwerking
  Deze trap bevat de audiorecuperatie uit het middenfrequent signaal, de audiodetectie en de laagfrequent versterker of versterkers. Het zal duidelijk zijn dat ook aan deze trap met het invoeren van stereo- en tweekanaalsgeluid steeds hogere eisen gesteld worden.
- De kleurverwerking
  Uiteraard treft men dit blok alleen aan bij kleurenontvangers. Taak van dit blok is uit de uitgangsspanning van de videoversterker de luminantie- en chroma-signalen af te leiden en uit deze twee signalen weer de drie kleursignalen rood, groen en blauw waarmee de drie elektronenstralen van de beeldbuis worden gemoduleerd. Dit is zonder meer het meest ingewikkelde gedeelte van een kleuren-TV.
- De synchronisatie schakeling
  Deze trap leidt uit het uitgangssignaal van de videoversterker de twee synchronisatiepulsen af voor de horizontale en verticale afbuiging van de ontvanger. De samenstelling en werking van deze trap is in de loop der jaren niet veranderd.
- De beeldafbuiging
  Deze trap bevat de oscillator voor het besturen van de afbuigspoel die de elektronenstralen in vertikale zin over het scherm stuurt. Naast de eigenlijke oscillator bevat deze trap de synchronisatie voor de oscillator en de eindtrap die het signaal omzet in een stroom voor de afbuigspoel. De schakelingen in deze trap zijn niet beïnvloed door allerlei nadien ingevoerde verbeteringen, zoals kleurenontvangst en stereogeluid.
- De lijnafbuiging
  Deze trap bevat de oscillator voor de horizontale afbuiging, de synchronisatie voor deze oscillator en de spanning naar stroom omzetter die de stuurstroom voor de horizontale afbuigspoel opwekt. Ook deze trap is in de loop der jaren stabiel gebleven.
- De hoogspanning
  Deze trap kan in feite niet losgekoppeld worden van de lijnafbuiging. De bedoeling is dat deze trap de ongeveer 25 kV hoge naversnellingsspanning voor de beeldbuis genereert, plus nog enige andere voedingsspanningen voor het instellen van de beeldbuis. Ook deze trap is wezenlijk niet veranderd in de loop der jaren.
- De beeldbuis
  Dit blok bevat in feite niets anders dan de beeldbuis, maar daarover valt toch nog genoeg te melden. Want bepaalde onnauwkeurigheden van de beeldbuis beïnvloeden bijvoorbeeld de manier waarop de twee afbuigschakelingen moeten werken!

Beschrijving van de werking van de blokken

In de volgende subhoofdstukken worden functie en werking van de diverse blokken uitvoerig beschreven.
Daarvoor zal de onderstaande volgorde worden aangehouden:

- de synchronisatie schakeling;
- de beeldbuis;
- de beeldafbuiging;
- de lijnafbuiging;
- de hoogspanning;
- de tuner(s);
- de beeld middenfrequent versterker;
- de audioverwerking;
- de video demodulator en versterker;
- principe van de kleurdecodering;
- de kleurverwerking.

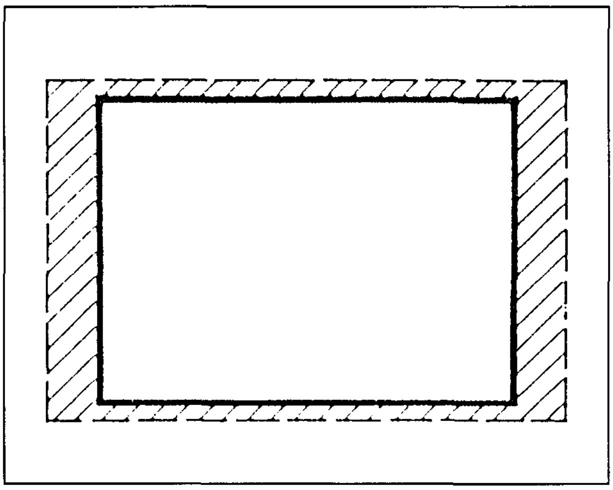
In eerste instantie lijkt dit misschien een vreemde volgorde, maar toch zal blijken dat deze volgorde de beste is om de draad van het verhaal niet kwijt te raken!

De synchronisatie schakeling

Inleiding

In een TV-ontvanger zijn twee vrijlopende zaagtandoscillatoren ingebouwd, die tot taak hebben de signalen op te wekken die de drie elektronenspots van links naar rechts en van boven naar onder over het beeldscherm sturen.

Dit proces moet echter synchroon verlopen met hetzelfde proces in de camera die het beeld opneemt.



Figuur 15/1.5-9: Gearceerd is weergegeven welk deel van de beschikbare informatie verloren gaat door het uitzenden van de sync-pulsen.

Is dat niet het geval, dan ontstaan de bekende "lopende beelden" die van de eerste en tweede generaties TV-ontvangers bekend zijn.

Vandaar dat het noodzakelijk is deze vrijlopende oscillatoren te synchroniseren met deze in de opnamecamera.

Om deze synchronisatie in de ontvanger te kunnen realiseren zijn er synchronisatiepulsen nodig, die samen met het videosignaal worden uitgezonden. Deze sync-pulsen worden, samen met het videosignaal, gedemoduleerd in de videodemodulator en versterkt in de videoversterker. Nadien gaat dit signaal naar de zogenaamde sync-scheider, waar de sync-pulsen uit het videosignaal worden bevrijd.

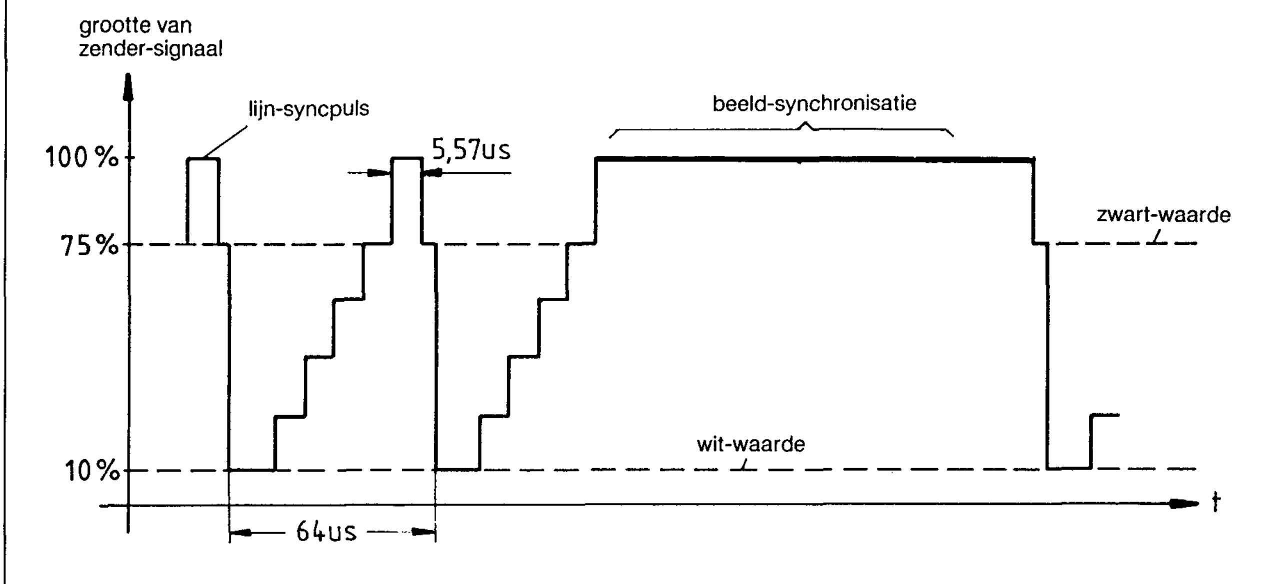
Positie van de sync-pulsen in het videosignaal

Zoals reeds beschreven in de "Algemene principes" zijn de sync-pulsen in het videosignaal verwerkt. Daar is voldoende plaats voor omdat er na het schrijven van een lijn "dode" tijd wordt ingelast voor het terug sturen van de elektronenspot naar de linker rand van de beeldbuis. Ook na het schrijven van een half beeld wordt "dode" tijd ingelast die de spot de gelegenheid biedt terug te springen van de onderste naar de bovenste beeldrand. Die dode tijden zijn aanzienlijk. Van de 625 lijnen worden er slechts 585 gebruikt voor zichtbare informatie op het beeld en van de 64 μs van een lijn wordt maar 52 μs gebruikt voor nuttige beeldinformatie. In figuur 15/1.5-9 is gearceerd aangegeven welk deel van de in principe beschikbare informatie wordt gebruikt voor de synchronisatie impulsen.

De sync-pulsen worden nu ingelast in deze "dode" zônes en wel op zo'n manier dat zij absoluut onzichtbaar zijn op het scherm.

De sync-pulsen bestaan uit smalle, positieve pulsjes, die op het videosignaal gesuperponeerd worden. De amplitude van deze pulsen is zo groot dat zij volledig boven de zwartwaarde van de modulatie van de elektronenstraal uitstijgen.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers



Figuur 15/1.5-10: De plaats van de horizontale en vertikale synchronisatiepulsen in het lijnsignaal.

Deze zwartwaarde ligt, zoals reeds toegelicht, op 70 % van de maximale modulatiewaarde van het videosignaal. De syncpulsen gaan dus steeds boven deze 70 %, zodat deze de elektronenstraal gedurende de terugslag naar links of naar boven niet kunnen moduleren. Op deze heel eenvoudige manier is men er zeker van dat de straal gedurende de terugslag volledig donker wordt gestuurd.

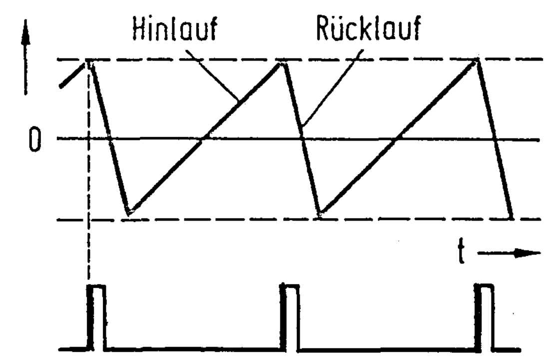
Uit figuur 15/1.5-10 volgt ook dat de synchonisatiepuls voor het beeld veel breder is dan deze voor de lijn. Dank zij dit breedteverschil kan men in de ontvanger beide soorten syncpulsen van elkaar scheiden, een taak die wordt uitgevoerd door de sync-scheider.

De lijnsync-puls

De lijnsync-pulsen triggeren met hun voorflank de zaagtandoscillator van de horizontale afbuiging.

Het verband tussen deze sync-pulsen en de zaagtandspanning van deze oscillator is getekend in figuur 15/1.5-11.

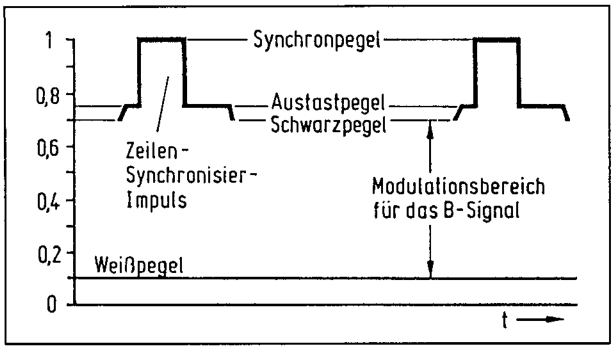
De breedte van een lijnsync-puls is gestandaardiseerd op 9 % van de lijntijd, dus op 9 % van 64 µs is gelijk aan 5,57 µs.



Figuur 15/1.5-11: Het tijdsverband tussen de lijnsync-pulsen en de zaagtand die door de horizontale afbuiging wordt opgewekt. De zaagtand wordt gereset door de positieve flank van de sync-puls.

Voor en na de puls wordt het signaal echter even geclampt op de zwart-waarde, zodat de totale breedte van de puls ongeveer 12 µs bedraagt. De gedetailleerde samenstelling van een lijnsync-puls is getekend in figuur 15/1.5-12.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers



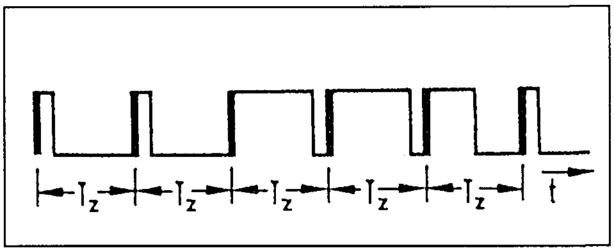
Figuur 15/1.5-12: De gedetailleerde samenstelling van een lijnsync-puls.

De beeldsync-puls

De beeldsync-puls heeft een totale breedte van 7,5 lijnperioden, dus 480 µs. Maar ook deze puls wordt voorzien van een voor- en een achterplatform, waarbij het niveau op zwart wordt geclampt. De totale pulstijd bedraagt daardoor ongeveer 1,2 ms. Dat betekent dat deze puls ongeveer 6 % van de tijd van een halfbeeld (20 ms) in beslag neemt. De beeldsync-puls is echter in de praktijk veel ingewikkelder samengesteld dan getekend is in figuur 15/1.5-10. Zou men namelijk alleen een enkelvoudige brede puls uitzenden, dan ontstaat een aantal problemen die in de ontvanger niet opgelost kunnen worden.

- Eerste probleem

  Op de eerste plaats zouden dan de lijnsync-pulsen even wegvallen. Dat zou als resultaat kunnen hebben dat de zaagtandgenerator die de lijnafbuiging verzorgt uit synchronisatie raakt. Bij moderne schakeling is deze kans minimaal, vergeet echter niet dat het TV-principe al decennia oud is en ontworpen werd toen de elektronica-techniek nog niet zo geëvolueerd was als op dit moment! Vandaar dat de bedenkers van het systeem het nodig hebben geacht ook gedurende de beeldsync-puls lijnsync-pulsen uit te zenden. Dat kan door, zoals geschetst in figuur 15/1.5-13, de brede beeldsync-puls twee maal te onderbreken door smalle pulsjes.

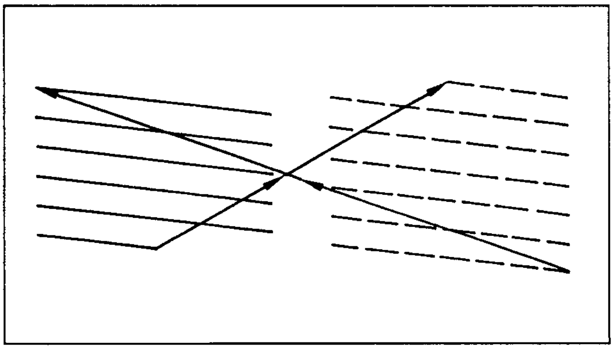


Figuur 15/1.5-13: Het toevoegen van lijnsync-pulsen aan de brede beeldsync-puls.

Deze stellen dan de toegevoegde lijnsync-pulsen voor. Omdat, zoals reeds bekend, de zaagtandoscillator van de lijnafbuiging wordt gesynchroniseerd op de voorflank van de sync-pulsen, maakt het niet uit dat deze pulsen negatief zijn.

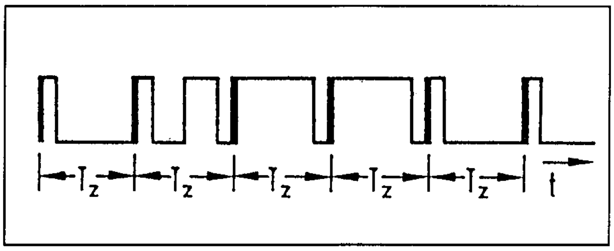
- Tweede probleem

  Er is echter een tweede probleem. Zoals bekend bestaat een volledig TV-beeld uit twee halfbeelden, die door middel van interliniëring door elkaar gevlochten worden. Zoals uit figuur 15/1.5-14 blijkt, eindigt het eerste halfbeeld (voorgesteld door volle lijnen) in het midden van een lijn en het volgende halfbeeld (voorgesteld door gestippelde lijnen) op het einde van een lijn.

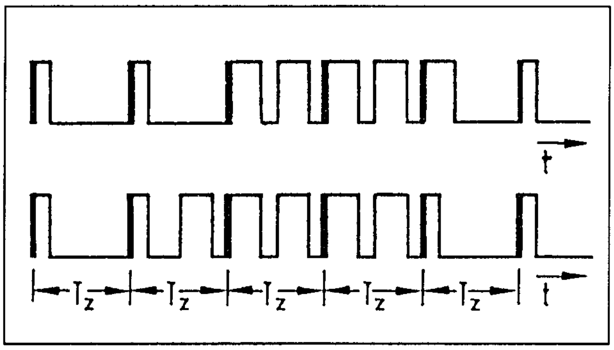


Figuur 15/1.5-14: Als gevolg van de interliniëring van twee opeenvolgende halfbeelden eindigt het eerste halfbeeld in het midden van een lijn en het volgende op het einde van een lijn. Dit verschijnsel veroorzaakt problemen bij de samenstelling van de beeldsync-puls.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers

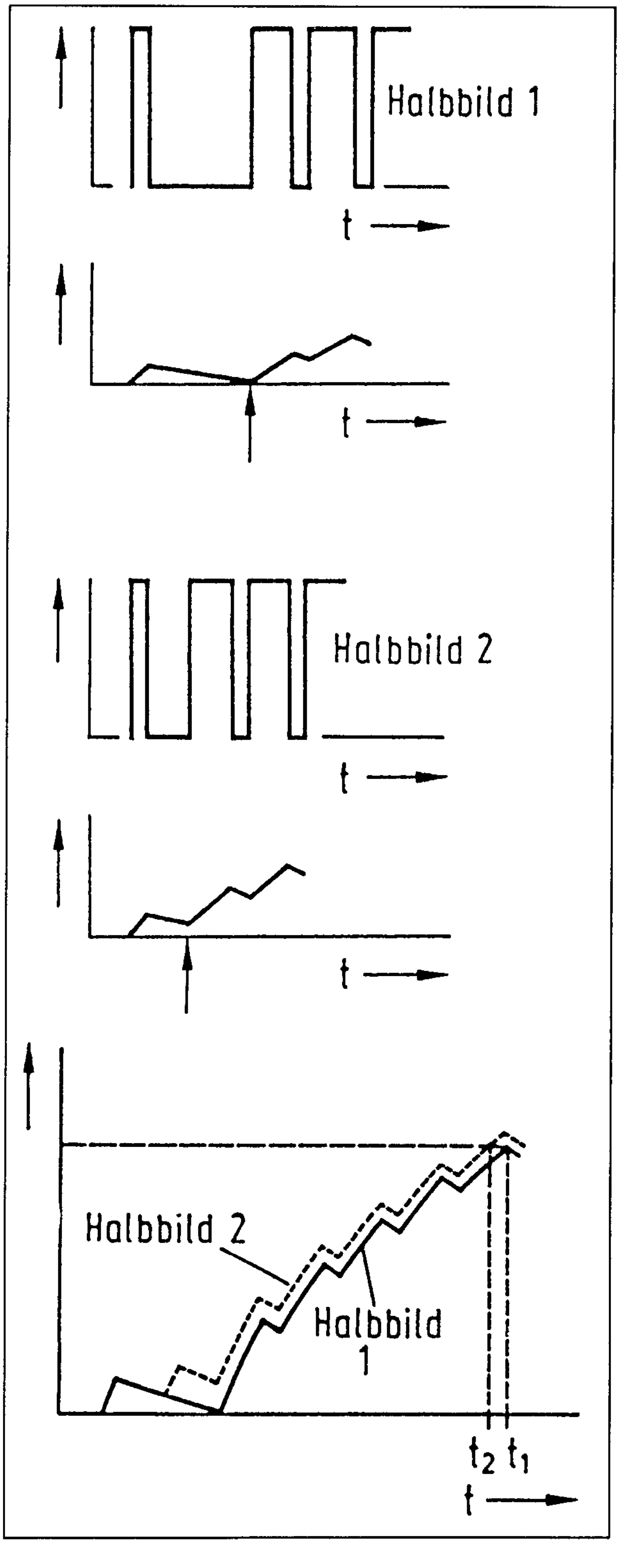


Figuur 15/1.5-15: De samenstelling van de beeldsync-puls die volgt op deze van figuur 15/1.5-13.



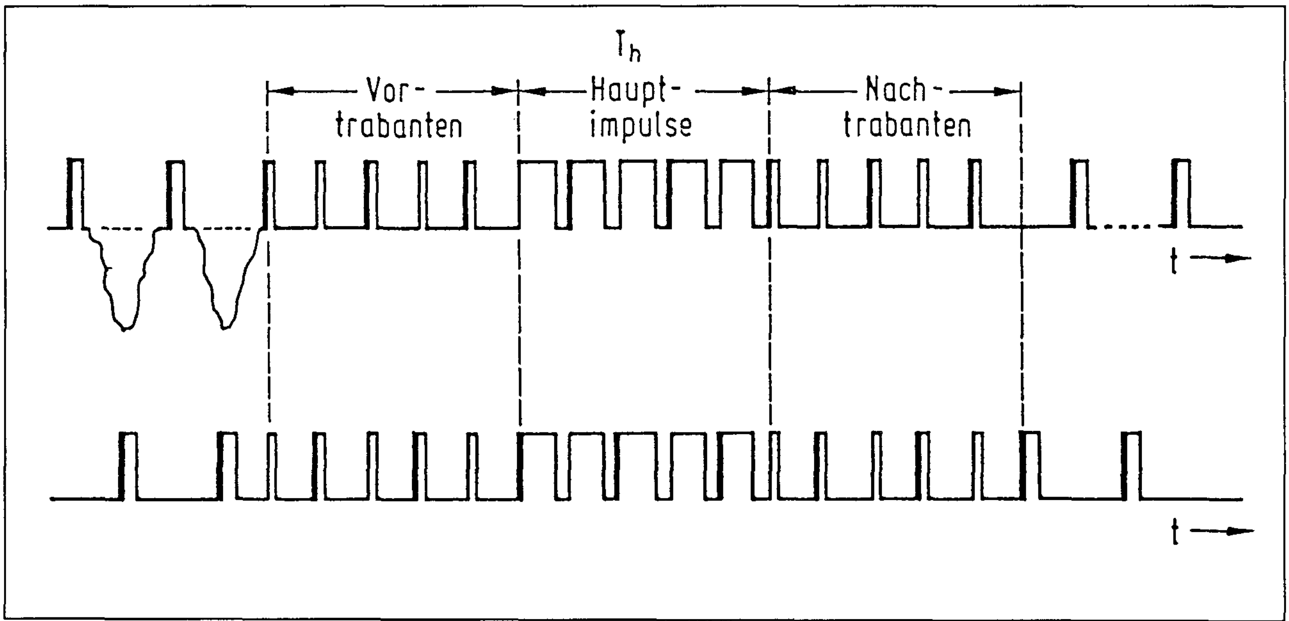
Figuur 15/1.5-16: De gecombineerde samenstelling van de beeldsync-puls.

Het gevolg is dat de plaats van het invoegen van lijnsync-pulsen in de beeldsync-puls afhankelijk wordt van welk halfbeeld wordt geschreven. De samenstelling van de beeldsync-puls die volgt op deze die in figuur 15/1.5-13 getekend is, staat afgebeeld in figuur 15/1.5-15.
Beide pulsen hebben een verschillende samenstelling. Dat heeft tot gevolg dat in de zender ingewikkelde schakelingen moeten worden gebruikt om beide pulspatronen te genereren. Dit kan men vermijden door beide pulsen te combineren, waardoor het resultaat ontstaat dat in figuur 15/1.5-16 is getekend. Nu heeft de beeldsync-puls een constante samenstelling maar is alleen, afhankelijk van welk halfbeeld wordt uitgezonden, in de tijd verschoven.
Dat er nu dubbel zoveel lijnsync-pulsen in de beeldsync-puls aanwezig zijn maakt niets uit.



Figuur 15/1.5-17: Het verschil in de integratiespanning bij het integreren van de twee halfbeelden.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers



Figuur 15/1.5-18: De totale samenstelling van de beeldsync-puls voor even en oneven halfbeelden.

De voorflanken van deze dubbele pulsen liggen zover verwijderd van het synchronisatiebereik van de lijnoscillator dat deze niet tot valse synchronisatie kunnen voeren.

- Derde probleem
  Er is echter nog een derde probleem! Zoals later zal blijken, wordt de puls die de zaagtandgenerator van de beeldafbuiging synchroniseert opgewekt door het integreren van de sync-pulsen.
  Nu zal het bij nauwkeurig bestuderen van figuur 15/1.5-16 duidelijk zijn dat de bovenste pulstrein een kleinere integratiespanning tot gevolg heeft dan de onderste. Dat verschil is grafisch toegelicht in figuur 15/1.5-17.
  De genoemde synchronisatiepuls voor de zaagtandgenerator ontstaat door het vergelijken van de geïntegreerde spanning met een referentiespanning.
  Het zal duidelijk zijn dat de comparator bij het eerste halfbeeld iets eerder een puls opwekt dan bij het volgende halfbeeld. Daardoor zullen de twee geïnterlinieerde beelden niet goed in elkaar gevlochten worden. Om dit probleem op te lossen wordt de beeldsync-puls voorzien van een aantal voor- en achterpulsen. Deze pulsen hebben tot taak de gemiddelde spanningswaarde van de sync-puls onafhankelijk te maken van welk halfbeeld wordt uitgezonden. Op deze manier zal de integratorcapaciteit steeds met dezelfde snelheid tot de drempelwaarde van de synchronisatie opladen.

De totale samenstelling van de beeldsyncpuls is getekend in figuur 15/1.5-18, voor de even en voor de oneven halfbeelden. Uit deze figuur blijkt duidelijk hoe de voor- en achterpulsen tot gevolg hebben dat de gemiddelde pulsinhoud in beide gevallen identiek is.

De video/puls scheider

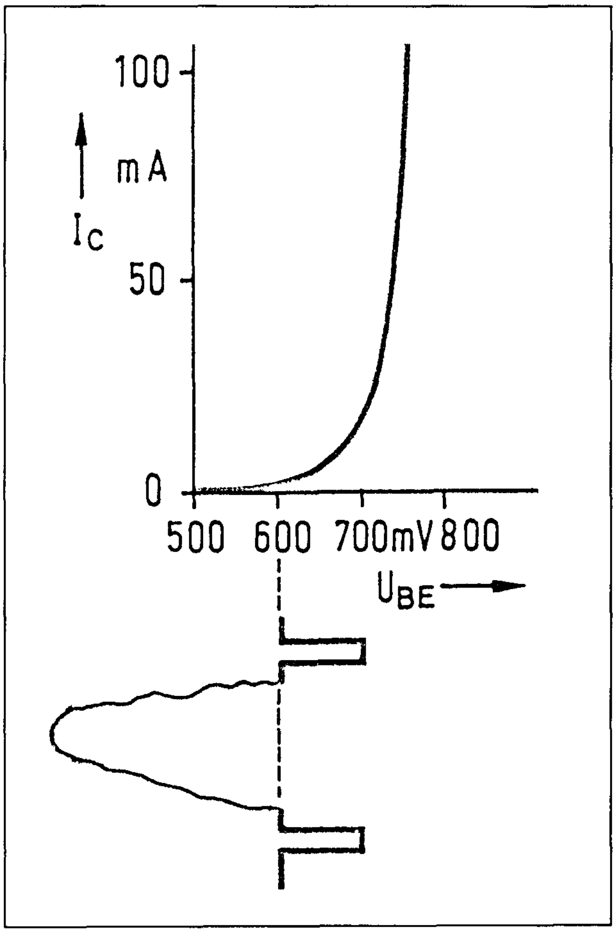
De video/puls scheider heeft tot taak de lijnsync- en beeldsync-pulsen te scheiden van het videosignaal. Het principe van deze schakeling is getekend in figuur 15/1.5-19.

Een transistor wordt zo ingesteld, dat de zwartdrempel van het videosignaal precies op de geleidingsdrempel van de halfgeleider ligt. Het gevolg is dat de negatievere video-informatie de transistor in sper houdt en de

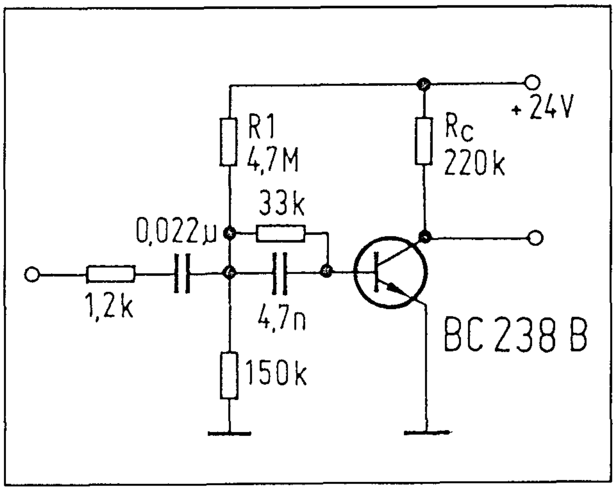
positievere sync-pulsen de transistor in geleiding schakelen. Op de collector staan dus alleen de sync-pulsen. In figuur 15/1.5-20 is getekend hoe dit principe in de praktijk wordt gerealiseerd.
Karakteristiek voor deze schakeling is de hoge waarde van de weerstand R1. De schakeling moet namelijk in staat zijn het werkpunt automatisch zo in te stellen, dat aan de gegeven voorwaarde voldaan blijft. Zou immers het werkpunt verlopen, dan bestaat het gevaar dat een deel van het videosignaal de transistor in geleiding stuurt. Het gevolg is uiteraard dat het collectorsignaal meer dan alleen de sync-pulsen gaat bevatten en de synchronisatie van de ontvanger volledig in de war wordt gestuurd.
Stel dat de transistor, bijvoorbeeld door een verhoging van de omgevingstemperatuur, meer gaat geleiden. De basisstroom neemt toe, over de weerstand R1 valt meer spanning. Het gevolg is dat de basis op een lagere spanning wordt ingesteld en dat de geleiding van de halfgeleider kleiner wordt.
Na de video/puls scheider treft men in de meeste gevallen een versterker en begrenzer aan, die tot taak heeft de sync-pulsen met een constante amplitude aan de syncscheider aan te bieden.

De synchronisatie scheider

De sync-scheider heeft tot taak de pulstrein die zowel de beeld- als de lijnsync-pulsen bevat te scheiden in afzonderlijke synchronisatie-pulsen voor de horizontale en verticale afbuiging van de beeldbuis.
Dat gebeurt op een heel eenvoudige manier. De lijnsync-pulsen zijn veel smaller dan de beeldsync-pulsen. Dit verschil kan gedetecteerd worden door de gecombineerde pulstrein aan een integrator en aan een differentiator aan te bieden. De differentiator zet de smalle lijnsync-pulsen om in positieve en negatieve naaldpulsjes, zie figuur 15/1.5-21. De smalle positieve naaldpulsen kunnen worden gebruikt voor het synchroniseren van de generator van de horizontale afbuiging.

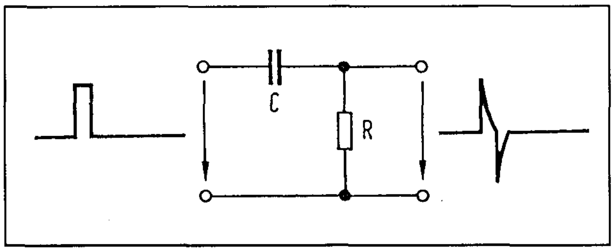


Figuur 15/1.5-19: Het principe van het scheiden van de sync-pulsen van het videosignaal.



Figuur 15/1.5-20: Een praktische sync-scheider.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers

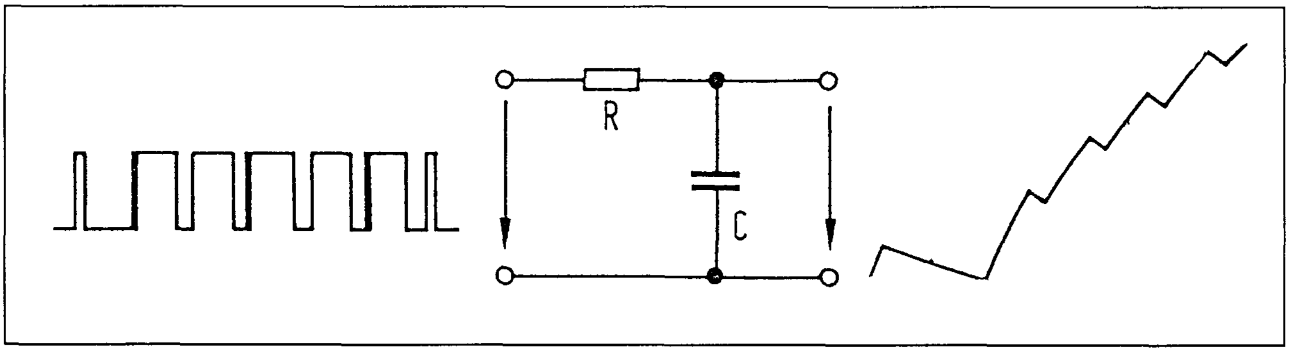


Figuur 15/1.5-21: Door het differentiëren van de gecombineerde pulstrein ontstaan smalle positieve naaldpulsen bij de voorflank van iedere lijnsync-puls.

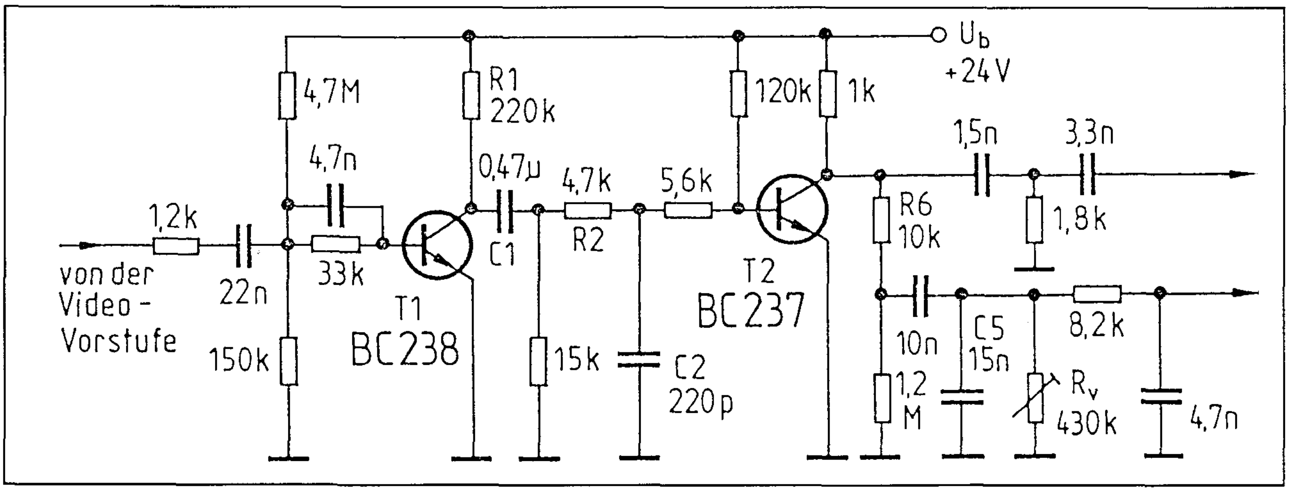
De beeldsync-pulsen worden uit de gecombineerde pulstrein gewonnen door deze aan te bieden aan een integrator. Deze zal een condensator opladen telkens als een puls verschijnt. Maar de smalle lijnsync-pulsen zijn niet in staat deze condensator tot een voldoende hoge spanning op te laden. Dat gebeurt wél als de vijf brede beeldsync-pulsen verschijnen (zie figuur 15/1.5-22).

Praktische schakelingen

Tegenwoordig zal men de sync-scheider steeds terugvinden in een IC, dat verschillende functies vervult. Afhankelijk van de integratiegraad zit de sync-scheider in een "Horizontale combinatie IC", in een "H/V processor" of zelfs in een "Single Chip TV Signaalbewerker".
Voor de eenvoud wordt echter eerst gestart met de beschrijving van een discrete schakeling, zoals die in de eerste generatie getransistoriseerde TV-ontvangers vaak werd aangetroffen.



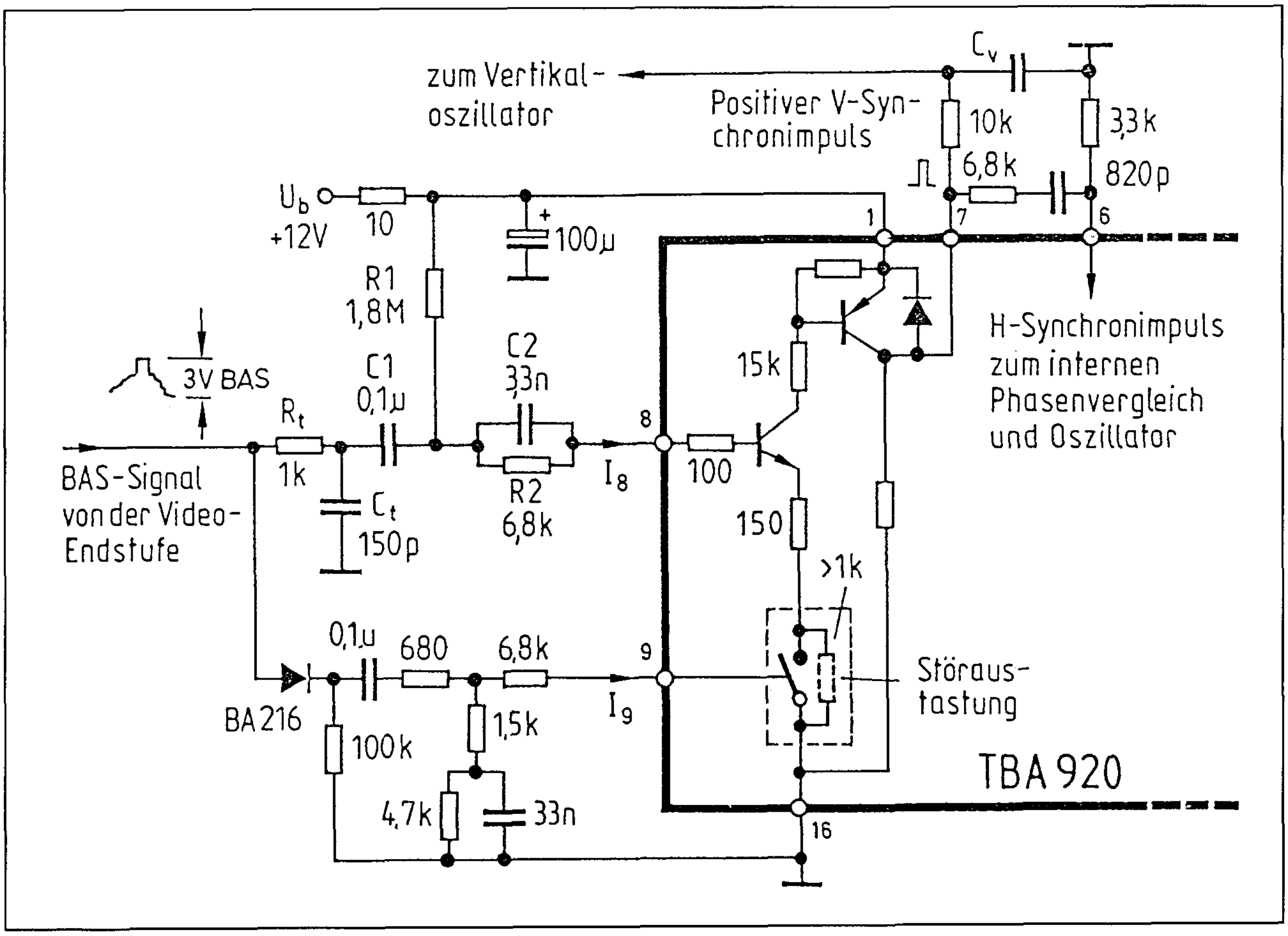
Figuur 15/1.5-22: Door het integreren van de gecombineerde pulstrein ontstaat over de integratiecondensator alleen bij het verschijnen van de vijf brede beeldsync-pulsen een voldoende grote spanning.



Figuur 15/1.5-23: Een discrete schakeling, die de synchronisatie-pulsen bevrijdt uit het videosignaal.

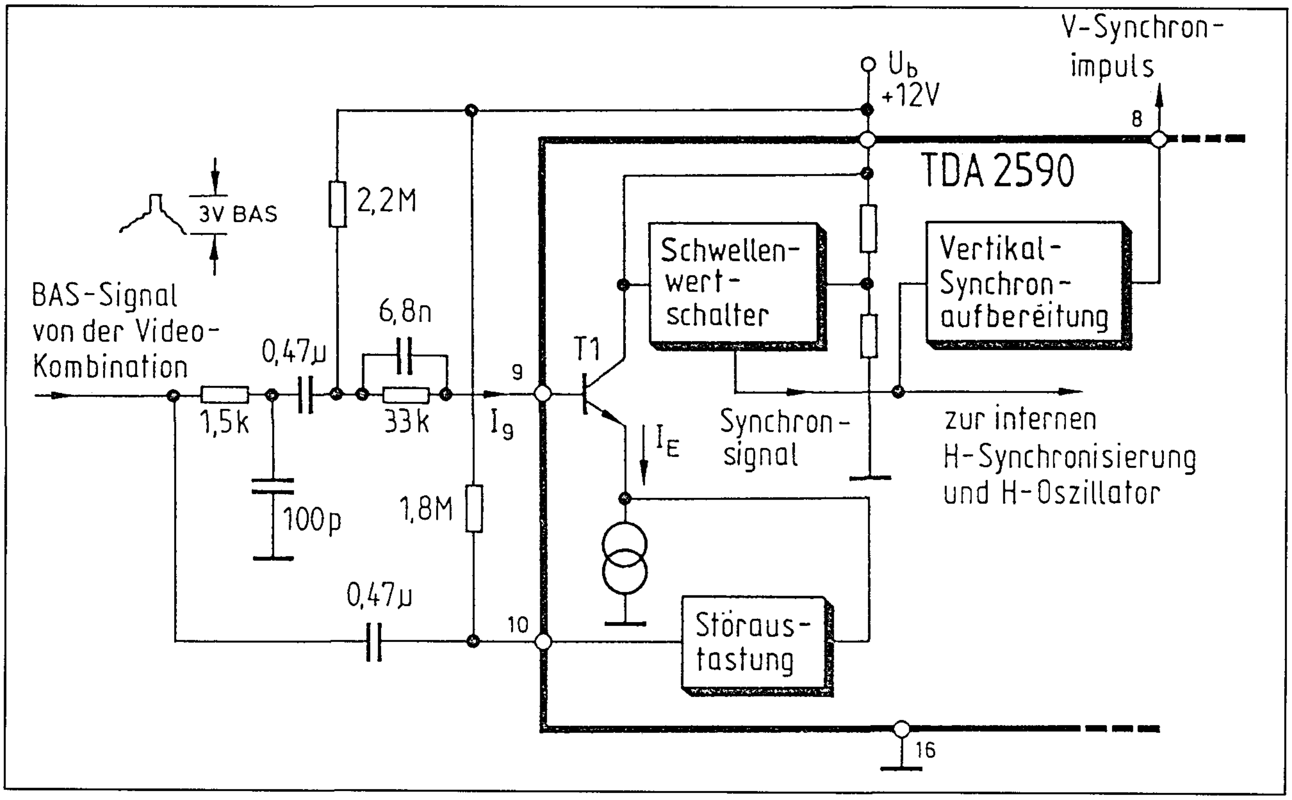
In figuur 15/1.5-23 is een met twee transistoren uitgevoerde schakeling getekend, die zowel de sync-pulsen scheidt van het videosignaal als de herwonnen pulsen in horizontale en vertikale verdeelt.

Transistor T1 is de video/sync scheider. Deze werkt volgens het reeds in figuur 15/1.5-20 getekende principe. De sync-pulsen op de collector van de transistor gaan via een RC-netwerkje R2/C2 naar de tweede trap. Dit netwerk zorgt ervoor dat het verschijningstijdstip van de sync-pulsen precies samen valt met het moment waarop zijn in de lijnpulsen aanwezig zijn. Vaak wordt namelijk het signaal dat naar de sync-scheider gaat op een ander punt van de videoversterker afgenomen dan het eigenlijke videosignaal. In deze uitgangstrap van de videoversterker zitten vaak spoeltjes, die faseverschuivingen tussen sync- en videosignaal kunnen veroorzaken. Deze faseverschuivingen worden met dit netwerkje gecompenseerd. De tweede transistortrap is als pulsconditioner geschakeld. Deze doet niets anders dan de amplitude en de daal- en stijgtijden van de sync-pulsen standaardiseren. Nadien volgen de integrator en de differentiator, die rechtstreeks met de collector van T2 zijn verbonden. De lijnsync-pulsen kunnen via de condensator van 3,3 nF worden afgenomen. De beeldsync-pulsen staan ter beschikking over de condensator van 4,7 nF. Met behulp van de instelpotentiometer Rv kan men de integratietijdconstante instellen, waardoor men het triggermoment van de synchronisatieschakeling in de vertikale oscillator op het juiste tijdstip kan inregelen.



Figuur 15/1.5-24: Een voorbeeld van een sync-scheider met een TBA 920.

1.5 Werking van analoge TV-ontvangers



Figuur 15/1.5-25: De synchronisatiescheider in de TDA 2590.

In figuur 15/1.5-24 is een voorbeeld gegeven van de sync-schakeling in een TBA 920. Het ingangssignaal wordt afgenomen van de videoversterker. Tussen dit signaal en pen 8 van het IC staan twee RC-filters. R_t/C_t is een laagdoorlaatfiltertje waardoor korte stoorpulsen worden onderdrukt. R1/C1 compenseert de faseverschuiving die door het eerste netwerk wordt geïntroduceerd en zorgt ervoor dat de sync-pulsen weer op het juiste tijdstip aan de ingang van het IC verschijnen. Het integrator en differentiator netwerk moet extern worden aangesloten tussen de pennen 7 en 6. De lijnsync gaat dan weer via pen 6 naar de interne schakelingen van het IC. De beeldsync gaat via de condensator C_V naar de vertikale oscillator.

De TBA 920 bevat een stoorpulsonderdrukker. Deze wordt geactiveerd via pen 9. De werking van deze schakeling is als volgt. In het IC is een elektronische schakelaar aanwezig, die wordt gestuurd door de spanning op pen 9. Is deze schakelaar geopend, dan worden de aangeboden sync-pulsen niet verder verwerkt. Dat gebeurt als er via pen 9 een stroom die groter is dan 30 µA in het IC wordt gestuurd. Deze stroom wordt opgewekt uit het videosignaal via het netwerk tussen de diode BA 216 en pen 9.

In figuur 15/1.5-25 is de sync-scheider beschreven die is ingebouwd in de TDA 2590. De transistor T1 heeft in de emitter een stroombron. Dit heeft als voordeel dat de sync-pulsen automatisch op een maximale waarde begrensd worden. De collectorstroom van de transistor kan immers nooit groter worden dan de waarde die door de constante stroombron wordt voorgeschreven. Ook in dit IC is een stoorpulsonderdrukker ingebouwd. Deze wordt via een eenvoudige differentiator aangestuurd uit het videosignaal via pen 10. Als het signaal op pen 10 ongeveer 300 mV groter is dan het standaard syncpuls-signaal op de ingang wordt deze

schakeling aktief. Het gevolg is dat de stroombron wordt uitgeschakeld en er geen sync-pulsen worden gegenereerd.
De constante stroom I_E laadt een condensator op. Over deze condensator staat een comparator met twee aanspreekdrempels. De smalle lijnsync-pulsen zijn niet in staat de condensator op te laden tot de aanspreekspanning van de bovenste drempel van de comparator. Dat lukt wél als de vijf brede beeldsync-pulsen binnen komen. Op deze manier wordt de gecombineerde syncpulstrein omgezet in twee logische signalen, waarvan het eerste "H" wordt bij alle syncpulsen en het tweede alleen "H" wordt als de beeldsync-puls ontvangen wordt. Via een eenvoudige logische verknoping kan de schakeling uit deze twee logische niveaus de twee noodzakelijke synchronisatiesignalen afleiden.

Het synchroniseren van de oscillatoren
De gescheiden sync-pulsen worden gebruikt voor het synchroniseren van de twee oscillatoren, die de horizontale en vertikale afbuiging van de beeldbuis besturen. Daarvoor worden verschillende principes gebruikt. Dat is een gevolg van het grote frequentieverschil tussen beide signalen.
De beeldoscillator werkt op 50 Hz, de lijnoscillator op 15.625 Hz. De afbuigspoelen gedragen zich voor deze frequenties verschillend. Voor het 50 Hz signaal zal de spoel hoofdzakelijk een resistieve impedantie vormen, voor de 15.625 Hz zal de spoel zich hoofdzakelijk inductief gedragen.
Vandaar dat de synchronisatie van de oscillatoren in de betreffende subhoofdstukken zal worden besproken.

(wordt vervolgd)

15/4

Stereo-decoders

Inhoud

15/4.1

Achtergrond-informatie

Het principe van stereo-modulatie

Inleiding

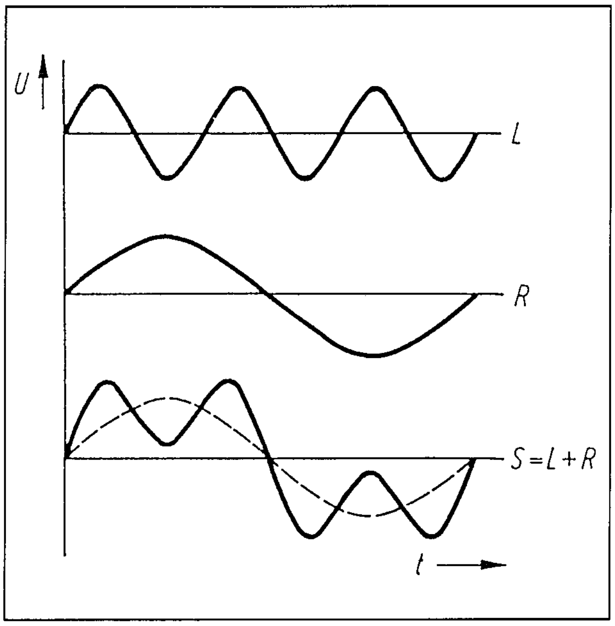
Bij stereo-modulatie worden de twee stereosignalen L en R op een dusdanige manier op de draaggolf gemoduleerd dat deze signalen in de demodulator weer uit het gecombineerde signaal terug te winnen zijn. Maar bovendien is deze modulatie zo uitgevoerd dat het ook eenvoudig mogelijk is het somsignaal (L + R) te herwinnen. Op deze manier kan een stereosignaal gedemoduleerd worden in een mono-ontvanger (demodulatie van L + R) en in een stereo-ontvanger (demodulatie van L én R).

Het modulatie-signaal

Eerst wordt de bandbreedte van de signalen L en R door middel van zeer scherpe filters begrensd tot 15 kHz aan de hoge kant en tot 30 Hz aan de lage kant. Dat is noodzakelijk omdat anders de bandbreedte van het volledig gemoduleerde signaal veel te groot zou worden.

In de modulator worden nadien de originele geluidsignalen L en R omgezet in twee hulpsignalen, die gelijk zijn aan (L - R) en aan (L + R).
Het somsignaal (L + R) ontstaat, zie figuur 15/4.1-1, door het linker en rechter signaal algebraïsch bij elkaar op te tellen.

Daarvoor kan een eenvoudige mengschakeling gebruikt worden.

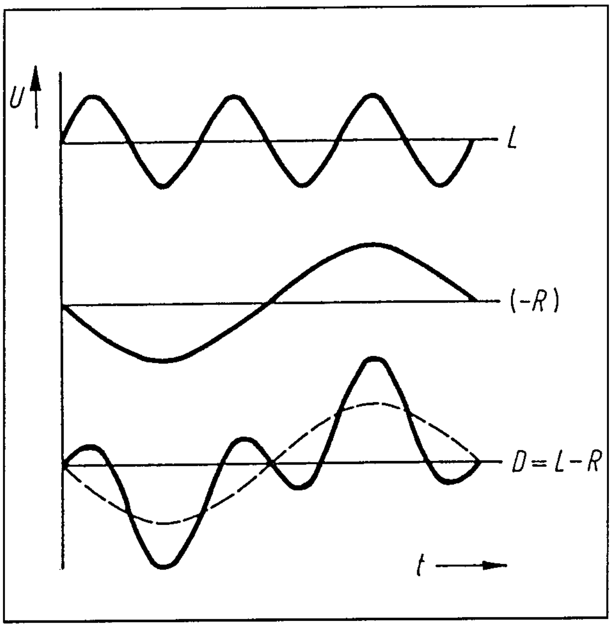


Figuur 15/4.1-1: Het somsignaal (L + R) ontstaat door het mengen van beide stereosignalen.

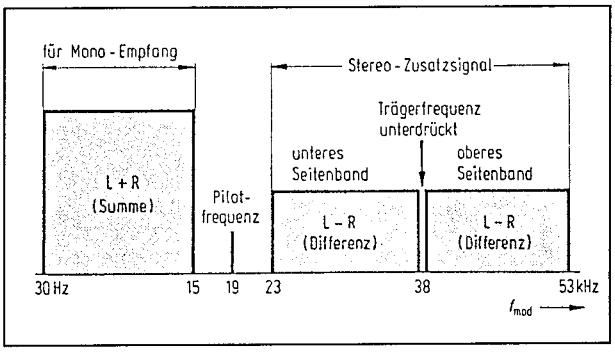
Het verschilsignaal (L - R) ontstaat door eerst, zie figuur 15/4.1-2, een van de signalen 180° in fase te draaien en dit signaal nadien op dezelfde manier bij het andere op te tellen.

Het volledige modulatiesignaal is voorgesteld in figuur 15/4.1-3. Het (L - R) signaal wordt in amplitude gemoduleerd op een draaggolf met een frequentie van 38 kHz. Er ontstaan dan twee zijbanden die symmetrisch liggen rond de draaggolf. Dat is een algemene eigenschap van amplitude modulatie.

4.1 Achtergrond-informatie



Figuur 15/4.1-2: Het verschilsignaal (L - R) ontstaat door een van de signalen 180° in fase te draaien en het nadien bij het andere op te tellen.



Figuur 15/4.1-3: Het volledige frequentiespectrum van een stereo-gemoduleerd signaal.

Nadien gaat dit AM-signaal door een zeer smalbandig bandsperfilter dat afgestemd is op 38 kHz.
Dit filter verwijdert de draaggolf uit het gemoduleerde signaal. Er blijven dus alleen de twee (L - R) zijbanden over. Waarom dat gebeurt is niet zo eenvoudig te verklaren. Het heeft iets te maken met het uitsturingsbereik van de zender.
De twee zijbanden bestrijken frequentiegebieden van respectievelijk 23 kHz tot 37,97 kHz en van 38,03 kHz tot 53 kHz. Uit deze cijfers blijkt duidelijk hoe steil het bandsperfilter moet zijn!

De twee zijbanden worden opgeteld bij het somsignaal (L + R).
Dat bestrijkt het frequentiespectrum van 30 Hz tot 15 kHz.
Tussen beide signalen is dus een "gat" in het frequentiespectrum aanwezig dat zich uitstrekt van 15 kHz tot 23 kHz.

Tot slot wordt er in het genoemde "gat" nog een sinusoidaal signaaltje met een frequentie van 19 kHz geplaatst.
De frequentie van dit signaal is de helft van de frequentie van de onderdrukte draaggolf van 38 kHz. Dit signaal is in de stereodemodulator noodzakelijk voor het herwinnen van de draaggolf. Dit 19 kHz signaal noemt men de piloottoon. Behalve voor het herwinnen van de draaggolf wordt dit signaaltje ook nog gebruikt om de gebruiker te melden dat er een stereo-gemoduleerd signaal wordt ontvangen.
De vier signalen, te weten:
- het (L + R)-signaal;
- de piloottoon van 19 kHz;
- de onderste zijband van het (L - R)-signaal;
- de bovenste zijband van het (L - R)-signaal;

worden met elkaar gemengd en in frequentie gemoduleerd op een HF-draaggolf. Dit volledige signaal wordt ook wel eens het multiplex-signaal, afgekort tot Mx, genoemd.

Het volledige stereosignaal heeft dus een bandbreedte van 30 Hz tot 53 kHz en is daarmee heel wat breedbandiger dan een normaal monosignaal! Vandaar dat er aan de ontvangstzijde heel hoge eisen worden gesteld aan de bandbreedte van de middenfrequent-versterker.

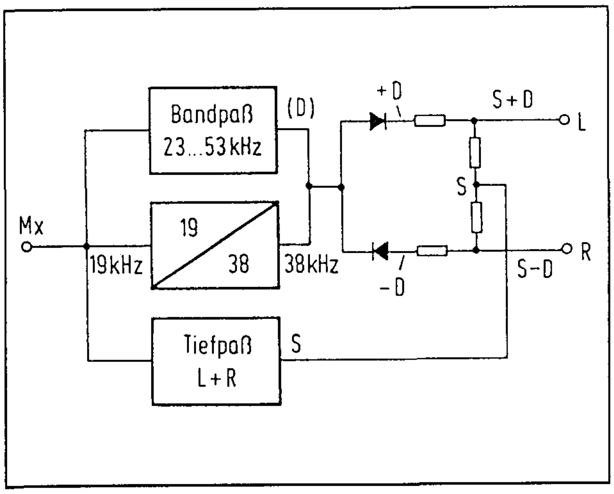
Demodulatie-principes

Inleiding

In de FM-ontvanger wordt het stereo-gemoduleerde FM-signaal ontvangen, versterkt en begrensd. Nadien wordt dit signaal aan een gewone, maar wel zeer breedbandige FM-demodulator aangeboden die de LF-informatie uit de draaggolf haalt. Bij mono-ontvangst gaat het gemoduleerde signaal door een scherp afsnijdend laagdoorlaatfilter, dat alle frequenties van meer dan 15 kHz verwijdert. Wat na dit filter overblijft is het (L + R)-signaal, zodat de som van linker en rechter signaal als monosignaal ter beschikking staat.

Bij stereo-ontvangst gaat het gemoduleerde signaal, met de in figuur 15/4.1-3 getekende samenstelling, naar een speciale demodulator, die er de originele L- en R-signalen uit afleidt.

Hoewel er op het gebied van stereo-demodulatoren verschillende principes zijn ontwikkeld om de L en R signalen te recupereren, maakt men in de praktijk meestal gebruik van:
- de matrix-demodulator;
- de multiplex-demodulator.



Figuur 15/4.1-4: Het blokschema van een matrix-demodulator.

Zelfs in moderne geïntegreerde stereo-demodulatoren volgens het PLL-principe zal men een van deze systemen aantreffen voor de recuperatie van de linker en rechter signalen!

Het principe van de matrix-demodulator

Het principe van de diode-demodulator voor stereo-multiplex signalen volgens het matrix-principe is getekend in figuur 15/4.1-4.

Het van de FM-demodulator komende multiplex-signaal Mx wordt in eerste instantie ontleed in zijn drie samenstellende componenten.
Door middel van een steil laagdoorlaatfilter wordt het som-signaal S = (L + R) uitgefilterd. Hetzelfde gebeurt met behulp van een banddoorlaatfilter met het verschilsignaal D = (L - R). Tot slot wordt de 19 kHz piloottoon uitgefilterd, alweer met een scherp banddoorlaatfilter. Vandaar dat oude, discreet opgebouwde stereo-demodulatoren zoveel af te regelen spoelen hadden!
De piloottoon wordt in een frequentie-verdubbelaar omgezet in een signaal met een frequentie van 38 kHz. Dat gebeurt door middel van een diodeschakeling, die zowel de negatieve als de positieve alternantie van het 19 kHz signaal gelijkricht. Het gelijkgerichte signaal heeft dan uiteraard de dubbele frequentie en uit dit signaal kan men een mooie sinus van 38 kHz afleiden met (uiteraard) een bandfilter.
Dit signaal wordt gemengd met het verschilsignaal D, zodat weer een amplitude gemoduleerd signaal ontstaat met een draaggolf-frequentie van 38 kHz.
Dit signaal wordt vervolgens toegevoerd aan twee AM-demodulatoren. De dioden van deze modulatoren zijn echter tegengesteld gepoold. Deze halen de LF-informatie D uit de draaggolf, met als gevolg dat na de dioden twee gedemoduleerde signalen +D en -D met tegengestelde polariteit ontstaan. Tussen de twee dioden is een weerstandnetwerk opgenomen, bestaande uit vier in brug geschakelde weerstanden.

Het somsignaal S wordt op één knooppunt van dit netwerk aangeboden.

De werking van de schakeling kan alleen begrepen worden door enige eenvoudige berekeningen te maken.
De bovenste diode levert het gedemoduleerde positieve somsignaal +D. De onderste diode levert hetzelfde signaal, maar nu met negatieve polariteit.
Met kan dus besluiten:
+D = L - R
-D = -(L - R) = R - L.
De vier weerstanden kunnen opgevat worden als eenvoudige resistieve mengers, die de signalen +D en -D mengen met het signaal S, gelijk aan (L + R).
Op het bovenste knooppunt van de vier weerstanden ontstaat dus een signaal:
S + (+D);
op het onderste knooppunt een signaal:
S + (-D).
Vult men de berekende waarden voor S, +D en -D in deze formules in, dan ontstaat:
S + (+D) = (L + R) + (L - R) = 2L
S + (-D) = (L + R) + (R - L) = 2R.
De twee signalen L en R verschijnen dus op de bovenste en onderste knooppunten van de weerstandsmenger!

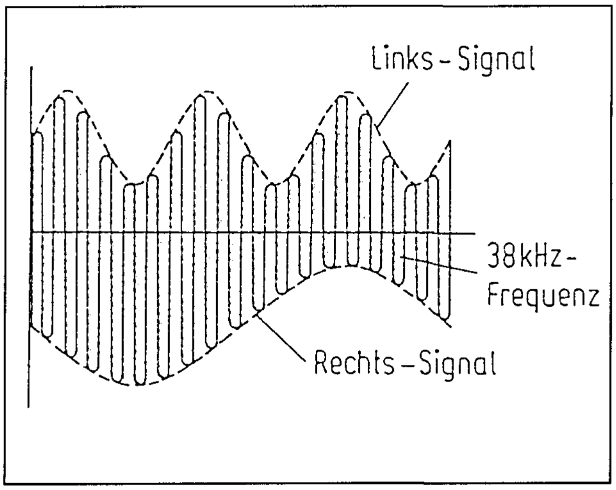
Het principe van de multiplex-demodulator

Bij de matrix-demodulator wordt de herwonnen draaggolf gecombineerd met de 23 tot 53 kHz zijbanden van het (L - R) signaal en als gevolg ontstaat weer het oorspronkelijke AM-gemoduleerde signaal. Als men nu echter die draaggolf mengt met het volledige multiplexsignaal, met een bandbreedte van 30 Hz tot 53 kHz, dan ontstaat een geheel ander mengproduct. Hoe dat product er uit ziet is getekend in figuur 15/4.1-5.

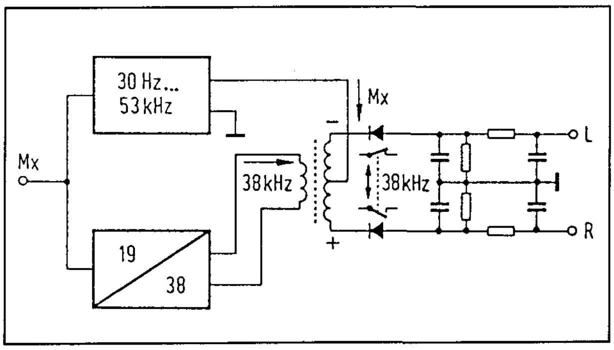
Hoe dat signaal nu precies ontstaat is in feite niet fysisch aan te tonen. Alleen door een flink stuk vrij ingewikkelde wiskunde op het principe los te laten kan men aantonen dat wat getekend is inderdaad ontstaat.

Hoe dan ook, duidelijk blijkt dat het resultaat er uit ziet als een soort in amplitude gemoduleerd signaal op een draaggolf van 38 kHz, waarbij de omhullende echter niet symmetrisch is, maar aan de bovenzijde het linker signaal volgt en aan de onderzijde het rechter signaal.

Dank zij dit merkwaardige resultaat kan men op een heel eenvoudige manier de beide LF-signalen uit het mengproduct afleiden. Het volstaat immers de twee omhullende vormen afzonderlijk gelijk te richten op het ritme van de polariteit van het 38 kHz signaal.



Figuur 15/4.1-5: Het resultaat van het mengen van de herwonnen 38 kHz draaggolf met het gehele Mx-signaal.



Figuur 15/4.1-6: De fundamentele schakeling van een multiplex-demodulator.

Is dit signaal positief, dan ontstaat na de gelijkrichting het linker signaal. Is de draaggolf negatief, dan ontstaat het rechter signaal.
Hoe dat kan volgt uit figuur 15/4.1-6. De uit de piloottoon herwonnen 38 kHz draaggolf wordt flink versterkt, zodat er een soort blokspanning ontstaat. Deze blokspanning wordt via een trafo aangeboden aan de demodulator. Het volledige multiplex-signaal gaat naar de twee secundaire wikkelingen. Iedere secundaire wikkeling is afgesloten met een gewone AM-demodulator, samengesteld uit diode, condensator en ontlaadweerstand. De dioden kunnen alleen demoduleren als de spanning op de anode positief is ten opzichte van de spanning op de kathode. Daarvoor wordt het 38 kHz signaal gebruikt. Dit signaal zorgt ervoor dat de dioden alleen kunnen demoduleren als de omhullende of het linker LF-signaal (bovenste diode) of het rechter LF-signaal (onderste diode) bevat. De dioden worden als het ware afwisselend ingeschakeld door het 38 kHz signaal, met als gevolg dat de bovenste diode alleen de bovenste omhullende demoduleert (linker signaal) en de onderste diode alleen de onderste omhullende (rechter signaal).
Doordat de twee dioden als schakelaars werken zullen de linker en rechter signalen nog veel restanten van het 38 kHz signaal bevatten. Vandaar dat er na de demodulator nog eens twee RC-filtertjes zijn opgenomen, die deze restanten uitfilteren.

De geïntegreerde stereo-demodulator

Inleiding

In moderne FM-ontvangers zijn de stereodemodulatoren uitgevoerd onder de vorm van een IC. De meeste IC's werken volgens het PLL-principe. Toch heeft dit principe in feite niets te maken met het eigenlijke demodulator-proces. Dat wordt nog steeds opgelost met een eenvoudige diode-schakeling volgens het multiplex-principe. Het phase locked loop procédé wordt alleen gebruikt om zonder gebruik te moeten maken van dure en grote spoelen de 38 kHz draaggolf uit de 19 kHz piloottoon af te leiden. Het principe is heel eenvoudig.
In de demodulator is een spanningsgestuurde oscillator aanwezig, die genereert op een veelvoud van de 19 kHz piloottoon frequentie. In de meeste gevallen wordt gebruik gemaakt van een signaal met een frequentie van 76 kHz. Deze frequentie wordt door middel van twee flip-flop's door vier gedeeld, zodat weer een signaal met een frequentie van 19 kHz ontstaat. Dit signaal wordt in de PLL vergeleken met de piloottoon uit het Mx-signaal.
De PLL zal ervoor zorgen dat zowel de frequentie als de fase van beide signalen aan elkaar gelijk worden. De PLL wekt immers een regelsignaal op, dat de frequentie en de fase van de spanningsgestuurde oscillator regelt.
Na de eerste flip-flop ontstaat een signaal met een frequentie van 38 kHz. Deze herwonnen draaggolf wordt, samen met het volledige Mx-signaal, aangeboden aan een multiplex demodulator. Deze schakeling genereert op de reeds beschreven manier de L en R signalen.

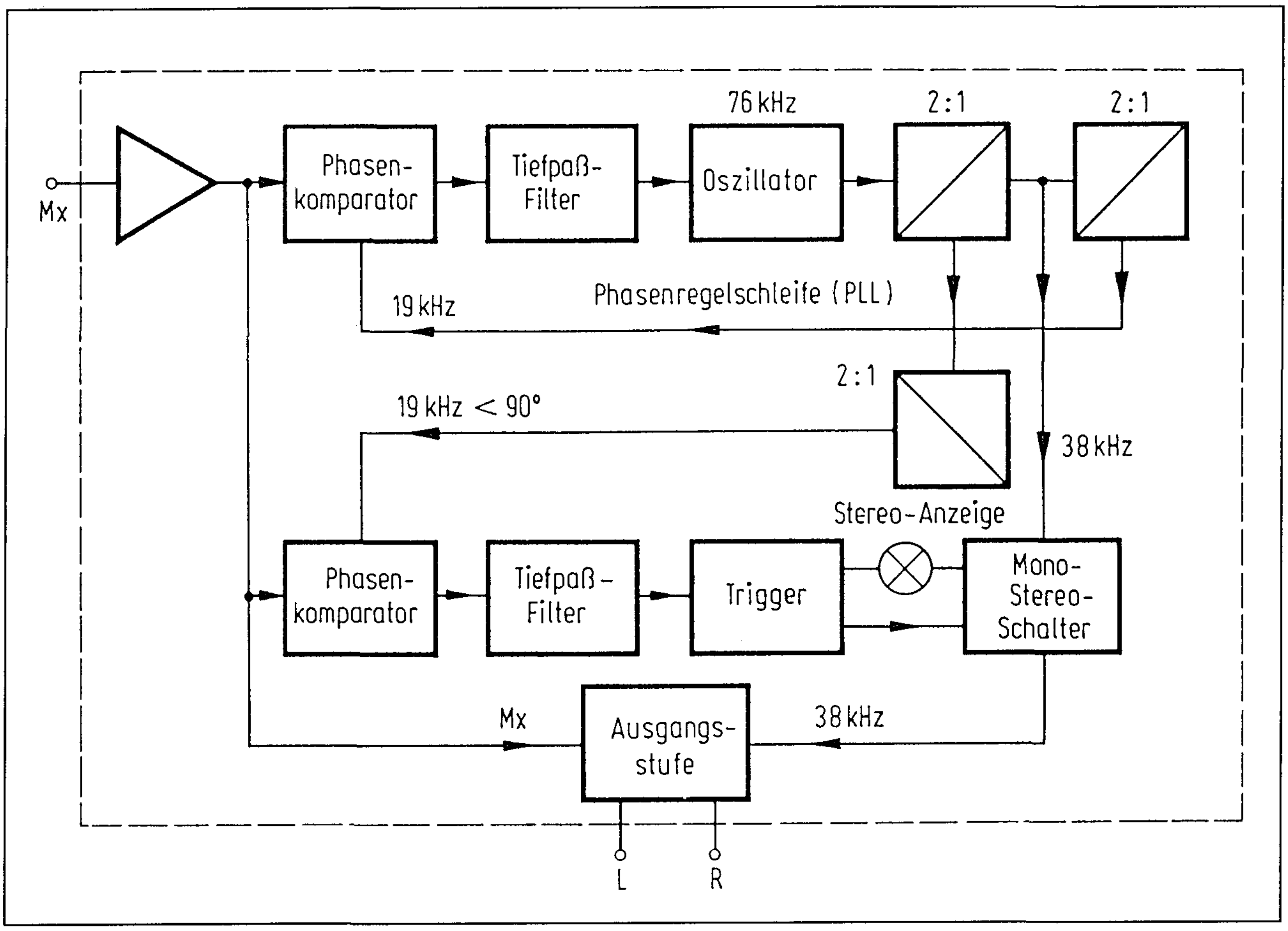
Vaak is nog een tweede PLL aanwezig, die gebruikt wordt voor het besturen van de stereo-indicatie (een gloeilampje of een LED) en een eventueel aanwezige ingebouwde stereo/mono omschakelaar.

Voorbeeld

In figuur 15/4.1-7 is als voorbeeld het interne blokschema getekend van een XR 1310.

Het grootste gedeelte van het blokschema houdt zich alleen bezig met het regenereren van het 38 kHz signaal, de sturing van de stereo-indicator (een lampje) en de ingebouwde elektronische mono-stereo schakelaar. De eigenlijke stereo-demodulator is het blokje "Ausgangs-stufe".

4.1 Achtergrond-informatie



Figuur 15/4.1-7: Het blokschema van de XR 1310, een geïntegreerde stereo-demodulator die werkt met een ingebouwde PLL en een multiplex demodulator.

Aan dit blokje worden de 38 kHz draaggolf en het volledige Mx-signaal aangeboden en het zal dus duidelijk zijn dat deze trap werkt volgens het beschreven multiplex-principe.

15/4.2

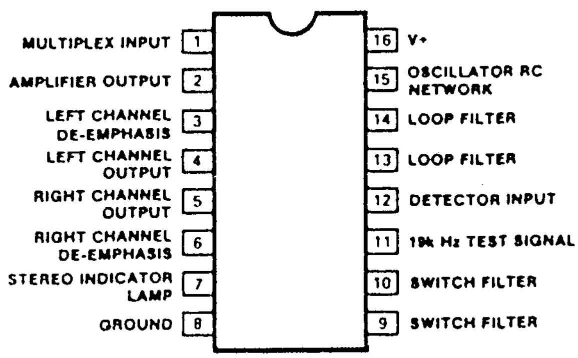
Type-beschrijving

µA 758
PLL, M/S-switch

De µA 758 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 150 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips, Motorola
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-1
- intern blokschema: figuur 14/4.2-2
- voedingsspanning:
  +10 V min.
  +18 V max.
- voedingsstroom: 38 mA max.
- ingangsimpedantie: 35 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 1,3 kΩ typ.
- spanningsversterking: 0,9 typ.
- kanaalscheiding:
  100 Hz: 40 dB typ.
  400 Hz: 45 dB typ.
  10 kHz: 45 dB typ.
- onbalans: 1,5 dB max.
- capture range: 4,0 % typ.
- VCO-tuning: 23,3 kΩ typ.
- VCO-drift: +/-2 % max.
- piloot-spanning voor stereo:
  18 mV typ.
- indicatie-stroom: 150 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 35 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 45 dB typ.
- SCA onderdrukking: 70 dB typ.



Figuur 15/4.2-1: Aansluitgegevens van de µA 758.

Voorbeeld-schakeling

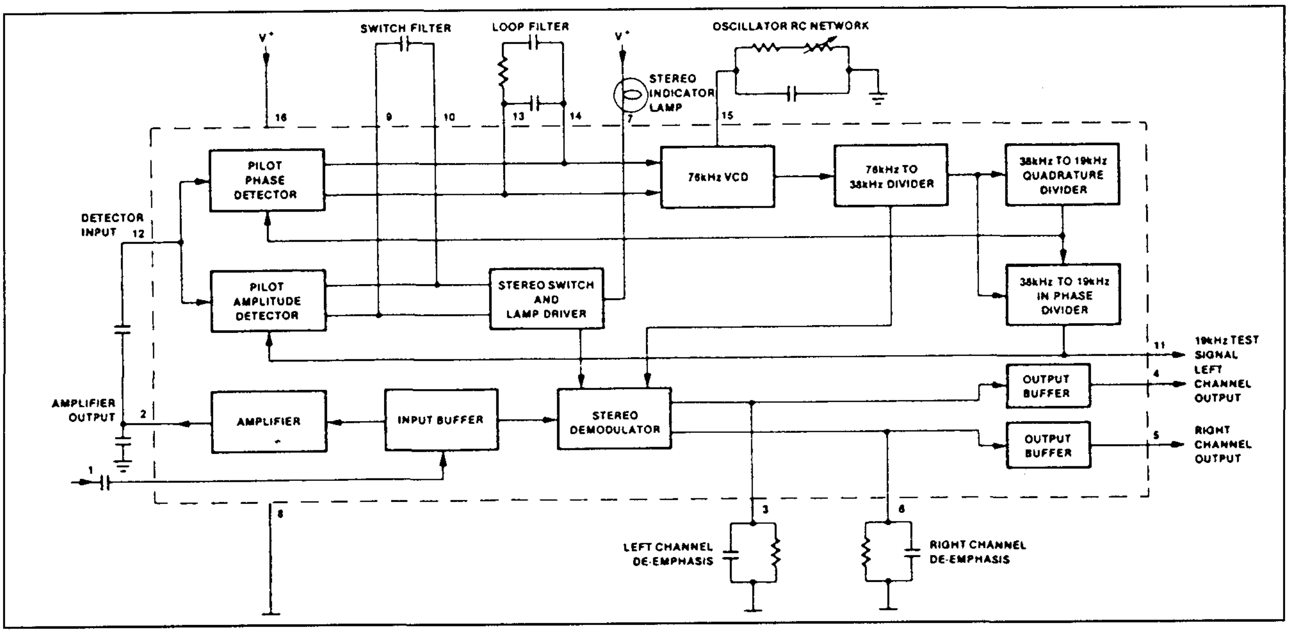
- figuur 15/4.2-3:

De standaard schakeling rond de µA 758.

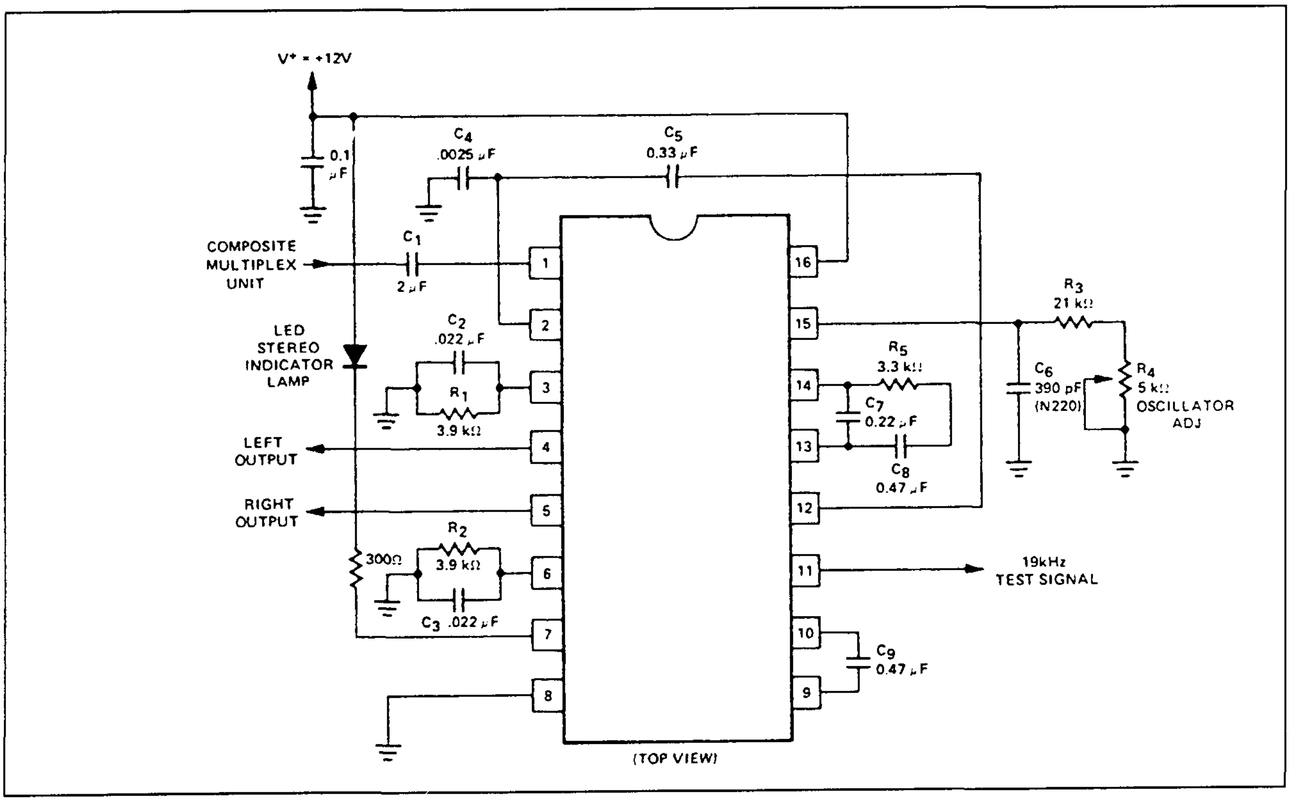
MC 1309
PLL, M/S-switch

De MC 1309 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 50 mA belast kan worden. Aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-2: Intern blokschema van de µA 758.



Figuur 15/4.2-3: Standaard schakeling rond de µA 758.

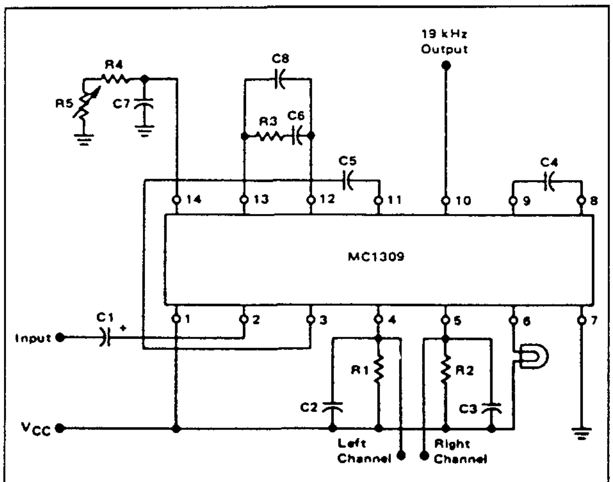
4.2 Type-beschrijving

Technische gegevens

- fabrikant: Motorola
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-4
- voedingsspanning:
  +6,0 V min.
  +16 V max.
- voedingsstroom: 11 mA max.
- ingangsimpedantie: 30 kΩ typ.
- spanningsversterking: 0,9 typ.
- kanaalscheiding:
  100 Hz: 45 dB typ.
  1 kHz: 47 dB typ.
  10 kHz: 40 dB typ.
- onbalans: 1,0 dB max.
- capture range: +/-7 % typ.
- piloot-spanning voor stereo:
  9,0 mV typ.
- indicatie-stroom: 50 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 35 dB typ.

Pin 1 = V_{CC}	Pin 8 = Switch Filter
Pin 2 = Input	Pin 9 = Switch Filter
Pin 3 = Amplifier Output	Pin 10 = 19 kHz Output
Pin 4 = Left Channel Output	Pin 11 = Modulator Input
Pin 5 = Right Channel Output	Pin 12 = Loop Filter
Pin 6 = Lamp Indicator	Pin 13 = Loop Filter
Pin 7 = Ground	Pin 14 = Oscillator RC Network

Figuur 15/4.2-4: Aansluitgegevens van de MC 1309.



Figuur 15/4.2-5: Standaard schakeling rond de MC 1309.

- 38 kHz onderdrukking: 45 dB typ.
- SCA onderdrukking: 75 dB typ.
- maximale ingangsspanning: 2,1 V_{ttt} max.
- vervorming: 0,06 % typ.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/4.2-5:

De standaard schakeling rond de MC 1309.

MC 1310

PLL, M/S-switch

De MC 1310 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 75 mA belast kan worden.

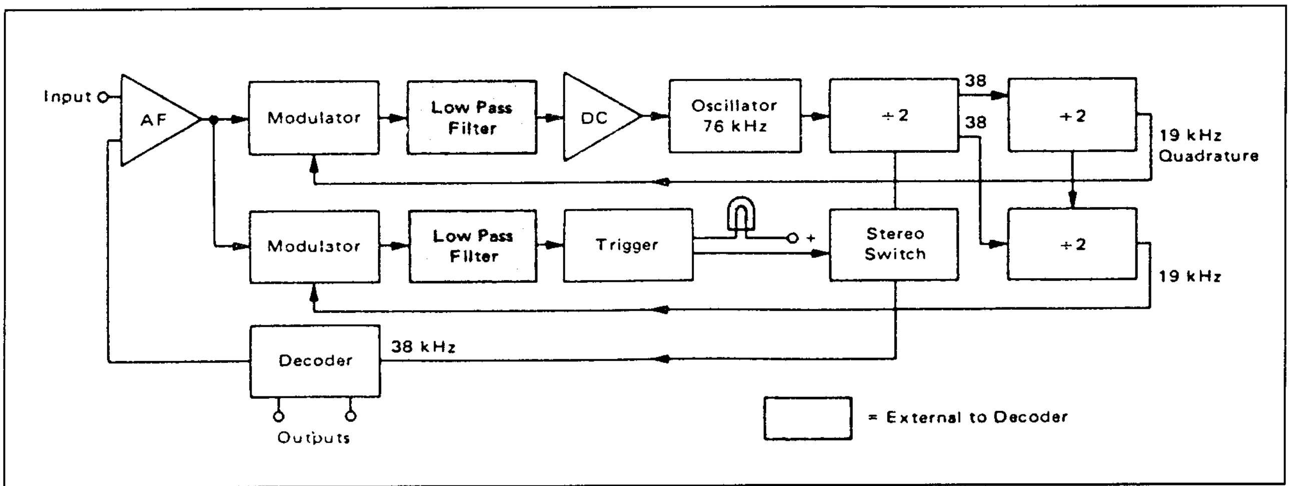
Technische gegevens

- fabrikant: Motorola
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-6
- intern blokschema: figuur 14/4.2-7
- voedingsspanning:
  +8 V min., +14 V max.
- ingangsimpedantie: 50 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 40 dB typ.
- onbalans: 1,5 dB max.
- capture range: +/-3,5 % typ.
- piloot-spanning voor stereo:
  20 mV_{eff} typ.
- indicatie-stroom: 75 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 34,4 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 45 dB typ.
- SCA onderdrukking: 75 dB typ.
- vervorming: 0,3 % typ.

Pin 1 = V_{CC}	Pin 8 = Switch Filter
Pin 2 = Input	Pin 9 = Switch Filter
Pin 3 = Amplifier Output	Pin 10 = 19 kHz Output
Pin 4 = Left Channel Output	Pin 11 = Modulator Input
Pin 5 = Right Channel Output	Pin 12 = Loop Filter
Pin 6 = Lamp Indicator	Pin 13 = Loop Filter
Pin 7 = Ground	Pin 14 = Oscillator RC Network

Figuur 15/4.2-6: Aansluitgegevens van de MC 1310.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-7: Intern blokschema van de MC 1310.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/4.2-8:

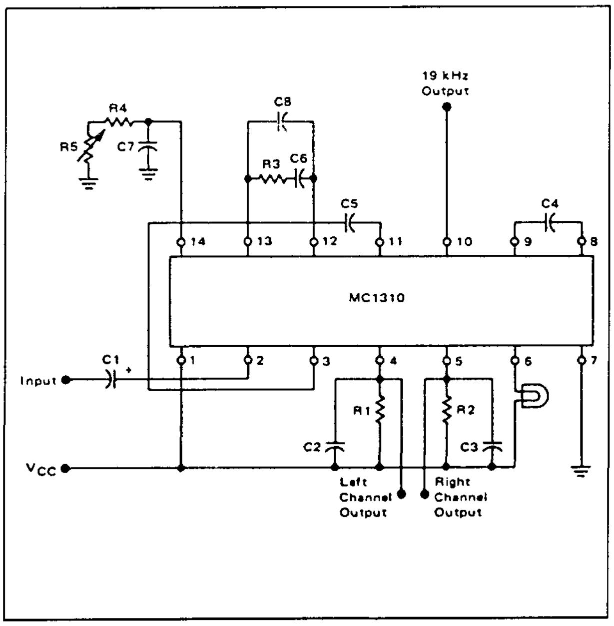
De standaard schakeling rond de MC 1310.

TEA 1330

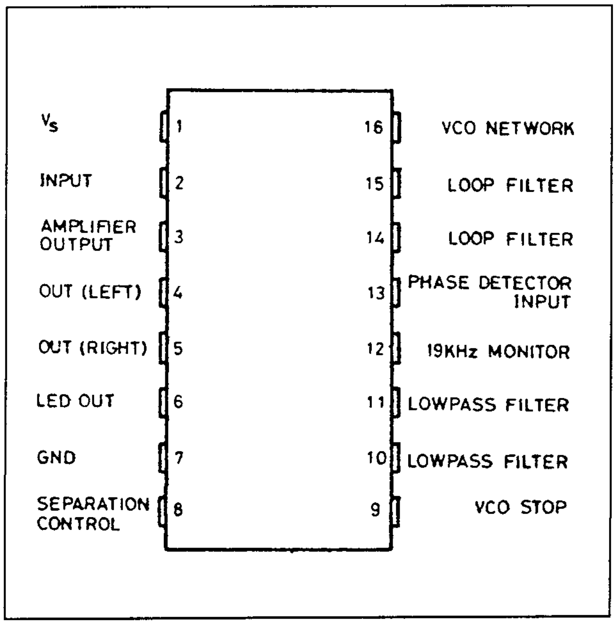
PLL, M/S-switch

De TEA 1330 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 75 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.

Als bijzonderheid van deze schakeling geldt een minimale voedingsspanning van slechts +3 V, zodat de TEA 1330 bruikbaar is voor walkman en dergelijke apparatuur.



Figuur 15/4.2-8: Standaard schakeling rond de MC 1310.



Figuur 15/4.2-9: Aansluitgegevens TEA 1330.

4.2 Type-beschrijving

Technische gegevens

- fabrikant: SGS-Thomson
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-9
- intern blokschema: figuur 14/4.2-10
- voedingsspanning: +3 V min., +16 V max.
- voedingsstroom: 18 mA max.
- ingangsimpedantie: 40 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 50 dB typ.
- onbalans: +/-2 dB max.
- capture range: +/-7 % typ.
- piloot-spanning voor stereo: 6 mV typ.
- indicatie-stroom: 75 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 32 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 48 dB typ.
- SCA onderdrukking: 76 dB typ.
- ingangsspanning: 300 mV_{eff} min.
- uitgangsspanning: 265 mV_{eff} typ.
- vervorming: 0,3 % typ.
- signaal-ruis verhouding: 80 dB typ.

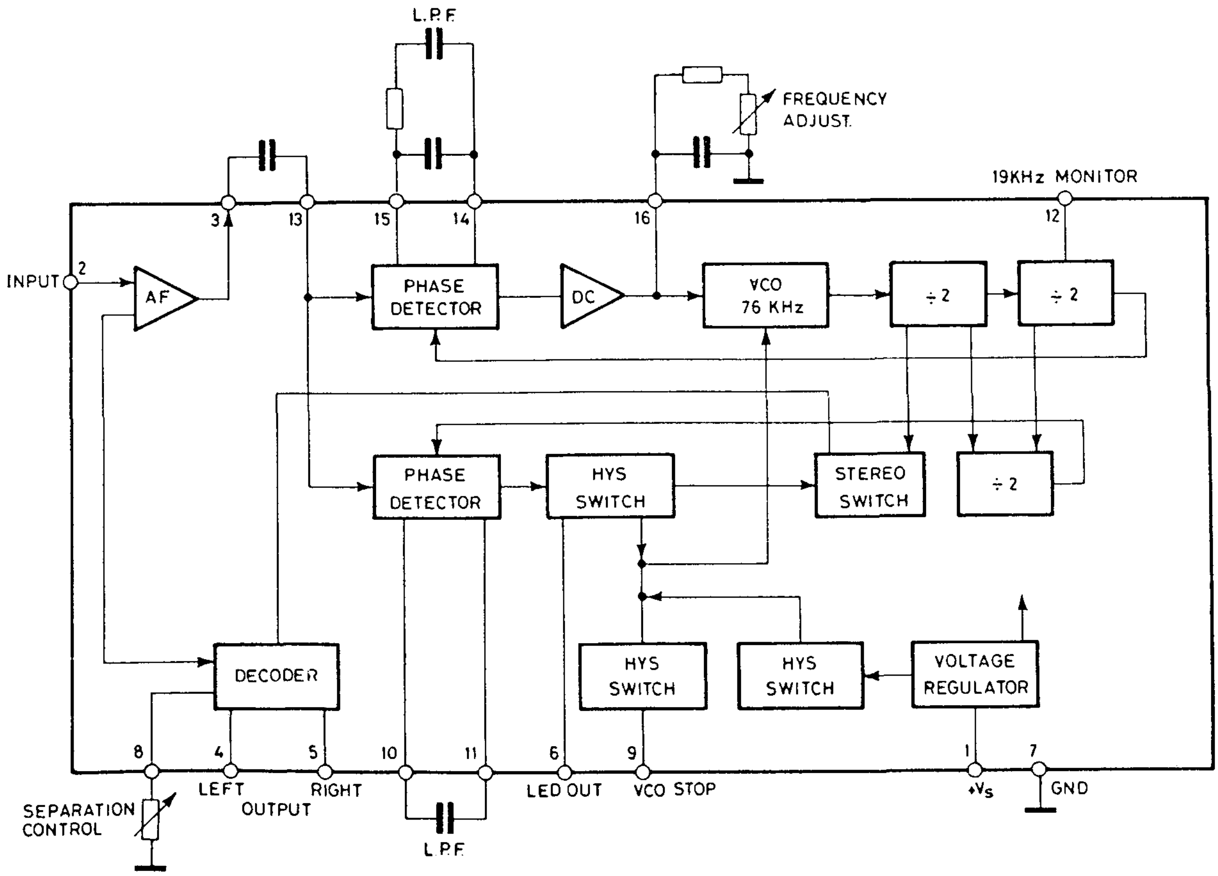
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/4.2-11:

De standaard schakeling rond de TEA 1330.

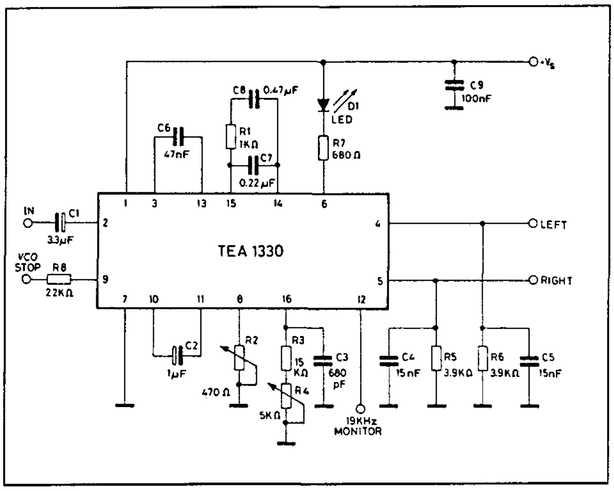
- figuur 15/4.2-12:

De TEA 1330 gebruikt in een draagbare FM-ontvanger met batterijvoeding.



Figuur 15/4.2-10: Intern blokschema van de TEA 1330.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-11: Standaard schakeling rond de TEA 1330.

TDA 1578A

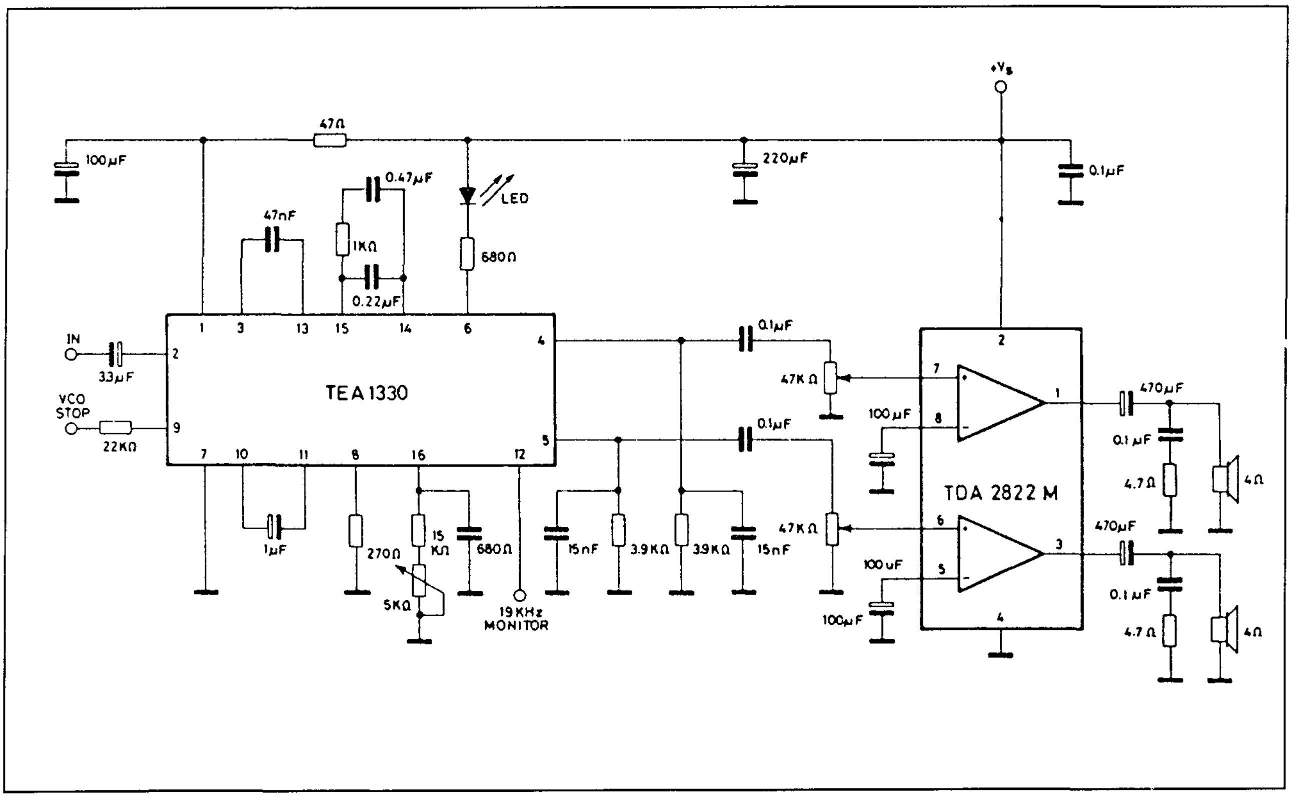
PLL, M/S-switch, mute

De TDA 1578A is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 40 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.

De schakeling heeft een ingebouwde MUTE met een afzonderlijke indicator. De automatische mono/stereo schakelaar werkt niet alleen op de aanwezigheid van de piloottoon, maar ook op de sterkte van het ontvangen multiplex-signaal. De ingebouwde VCO heeft een volledig ontkoppelde uitgang voor meetdoeleinden.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-13
- intern blokschema: figuur 14/4.2-13
- voedingsspanning:
  +8,5 V min., +15 V max.



Figuur 15/4.2-12: De TEA 1330 gebruikt in een draagbare FM-ontvanger.

4.2 Type-beschrijving

- voedingsstroom: 30 mA max.
- ingangsimpedantie: 47 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 5 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 50 dB typ.
- onbalans: 1 dB max.
- capture range: +/-2 % typ.
- VCO-drift: 1.10^{-4}/°C max.
- piloot-spanning voor stereo: 21 mV typ.
- indicatie-stroom: 40 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 32 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- SCA onderdrukking: 70 dB typ.
- ingangsspanning: 1 V_{eff} max.
- vervorming: 0,3 % typ.
- uitgangsspanning: 750 mV_{eff} typ.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/4.2-14:

Standaard schakeling rond de TDA 1578A.

- figuur 15/4.2-15:

Uitbreiding van de schakeling, waarmee men de stereo/mono schakelaar en de MUTE extern kan instellen.

- figuur 15/4.2-16:

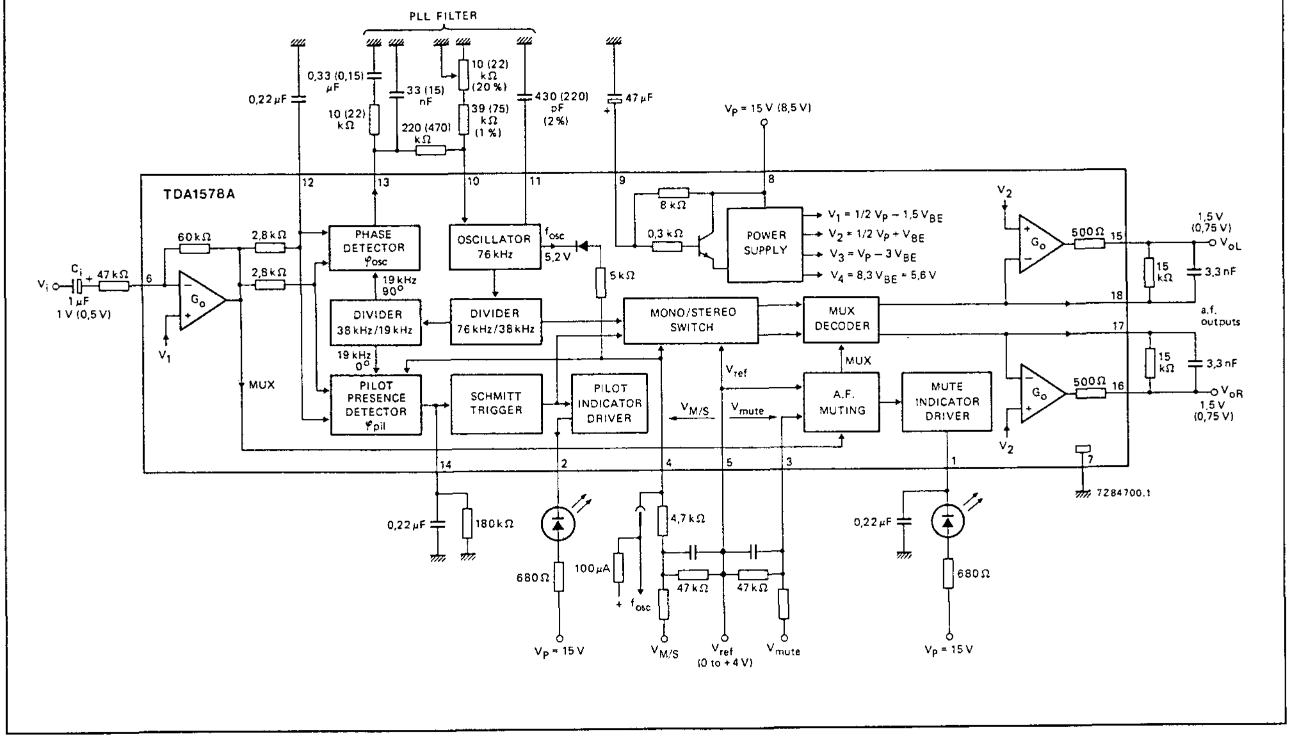
Het aanbrengen van een externe schakelaar om met de hand van stereo naar mono te kunnen omschakelen.

TDA 1591(T)

PLL, M/S-switch, mute, noise-blanking

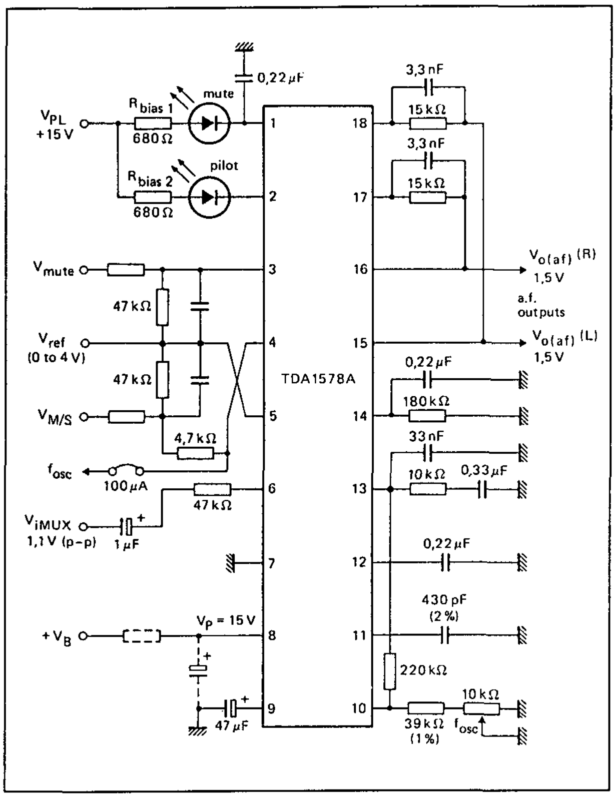
De TDA 1591(T) is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe.
De VCO werkt op een frequentie van 456 kHz en kan gestuurd worden met een ceramisch filter, zodat het niet noodzakelijk is de frequentie af te regelen. De schakeling kan dus in principe zonder afregeling werken. Spoelen zijn niet noodzakelijk.

Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die een "H" signaal levert als de piloottoon ontvangen wordt. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.

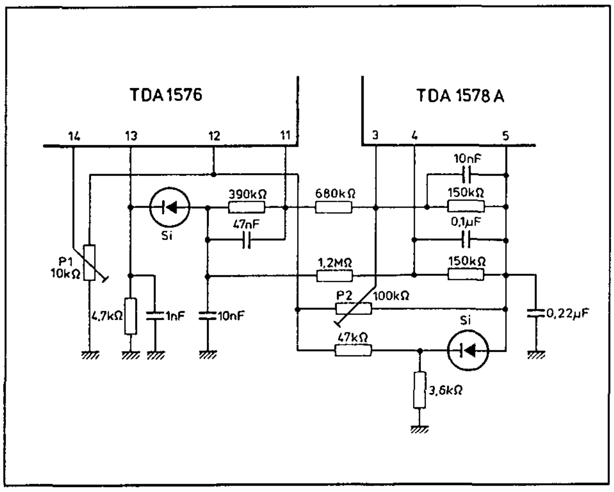


Figuur 15/4.2-13: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 1578A.

4.2 Type-beschrijving

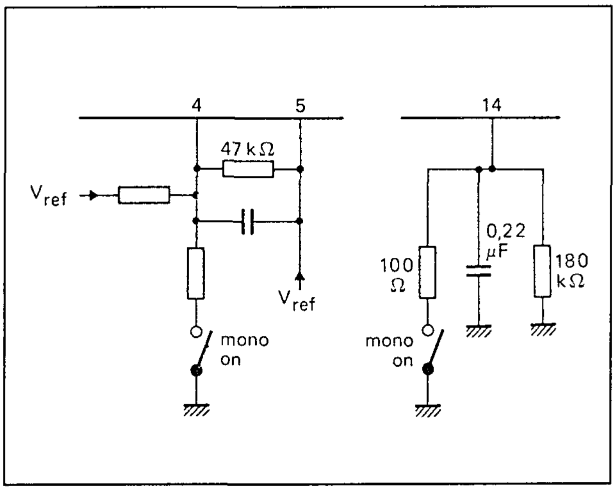


Figuur 15/4.2-14: Standaard schakeling rond de TDA 1578A.



Figuur 15/4.2-15: Externe schakelingen voor MUTE en M/S-schakelaar.

De schakeling is voorzien van een noise-blanker, die werkt als poort op de beide uitgangssignalen en die gestuurd moet worden door een signaal van de middenfrequent versterker. Een MUTE is aanwezig, in de MUTE kunnen de eindversterkers eventueel gebruikt worden als voorversterkers voor een ingebouwd kassette-deck.
De TCA 1591 is leverbaar in twee uitvoeringen: zonder de (T) in standaard DIL, met de (T) is SMA-DIL.



Figuur 15/4.2-16: Manuele bediening van de mono-functie door middel van een schakelaar.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-20, SOT-163A
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-17
- intern blokschema: figuur 14/4.2-18
- voedingsspanning:
  +7,5 V min.
  +12 V max.
- voedingsstroom: 12 mA max.
- ingangsimpedantie: 75 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 130 Ω typ.
- kanaalscheiding: 40 dB typ.
- onbalans: 1 dB max.
- capture range: +/-1 % typ.
- VCO-tuning: met ceramische resonator
- piloot-spanning voor stereo:
  24 mV typ.
- 19 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- SCA onderdrukking: 70 dB typ.

4.2 Type-beschrijving

- ingangsspanning: 1,7 V_{ttt} max.
- vervorming: 0,3 % typ.
- uitgangsspanning: 900 mV_{eff} typ.

Voorbeeld-schakeling
Verwezen wordt naar figuur 15/4.2-18, waar naast het interne blokschema ook de externe schakeling wordt gegeven.

TDA 1598

PLL, M/S-switch

De TDA 1598 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 20 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-19
- intern blokschema: figuur 14/4.2-19
- voedingsspanning: +7,5 V min., +18 V max.
- voedingsstroom: 17 mA max.
- ingangsimpedantie: 47 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 5 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 50 dB typ.
- onbalans: 1 dB max.
- capture range: 2 % typ.
- VCO-drift: 1.10^{-4}/°C max.
- piloot-spanning voor stereo: 21 mV typ.
- indicatie-stroom: 20 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 32 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- SCA onderdrukking: 70 dB typ.

- ingangsspanning: 500 mV_{eff} max.
- vervorming: 0,5 % typ.
- uitgangsspanning: 750 mV_{eff} typ.

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
PLL	1	phase-locked loop filter
OSC	2	oscillator input/output pin for ceramic resonator
GND	3	ground (0 V)
I_{ref}	4	reference current
V_P	5	supply voltage (+10 V)
INFI	6	interference signal input
PUFO	7	pulse former time constant, VCO off
NDET	8	noise detector time constant, mute on
FB-L	9	AF feedback input for left audio signal
V_{oL}	10	AF output signal left
V_{oR}	11	AF output signal right
FB-R	12	AF feedback input for right audio signal
C_{DEEL}	13	de-emphasis capacitor for left channel
C_{DEER}	14	de-emphasis capacitor for right channel
HCC	15	High Cut Control input for de-emphasis control
SNC	16	stereo blend input (Stereo Noise Controller)
V_{ref}	17	externally-applied reference voltage of 1 to 5 V
IDENT	18	identification output (High = pilot existing, stereo)
PILOT	19	pilot detector level (forced mono input)
V_{iMPX}	20	MPX input signal from IF demodulator

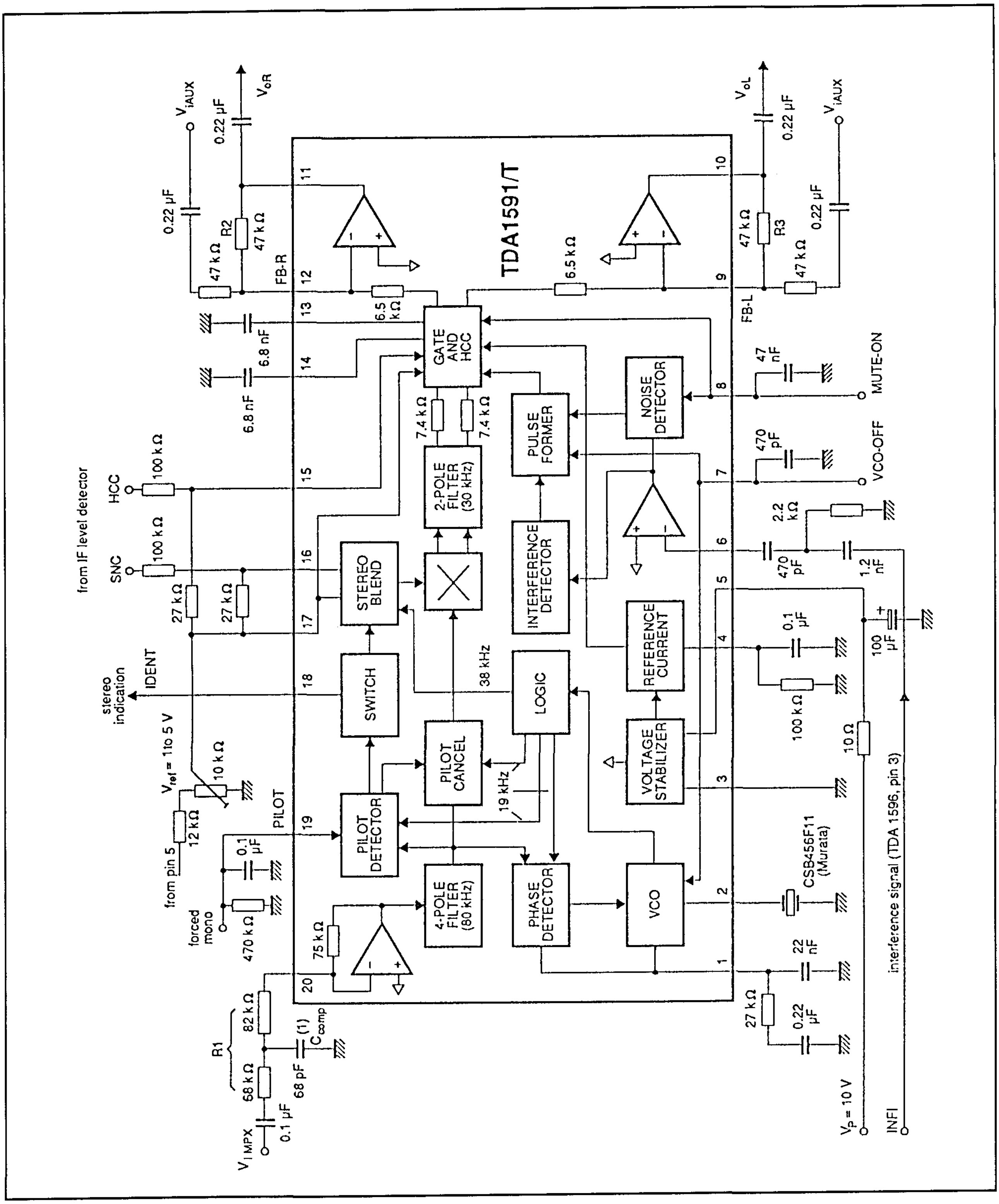
Figuur 15/4.2-17: Aansluitgegevens van de TDA 1591(T).

Voorbeeld-schakeling
- opmerking:

Voor de voorbeeld-schakeling wordt verwezen naar figuur 15/4.2-19, waarin niet alleen het interne blokschema is getekend, maar ook de externe schakeling.
- figuur 15/4.2-20:

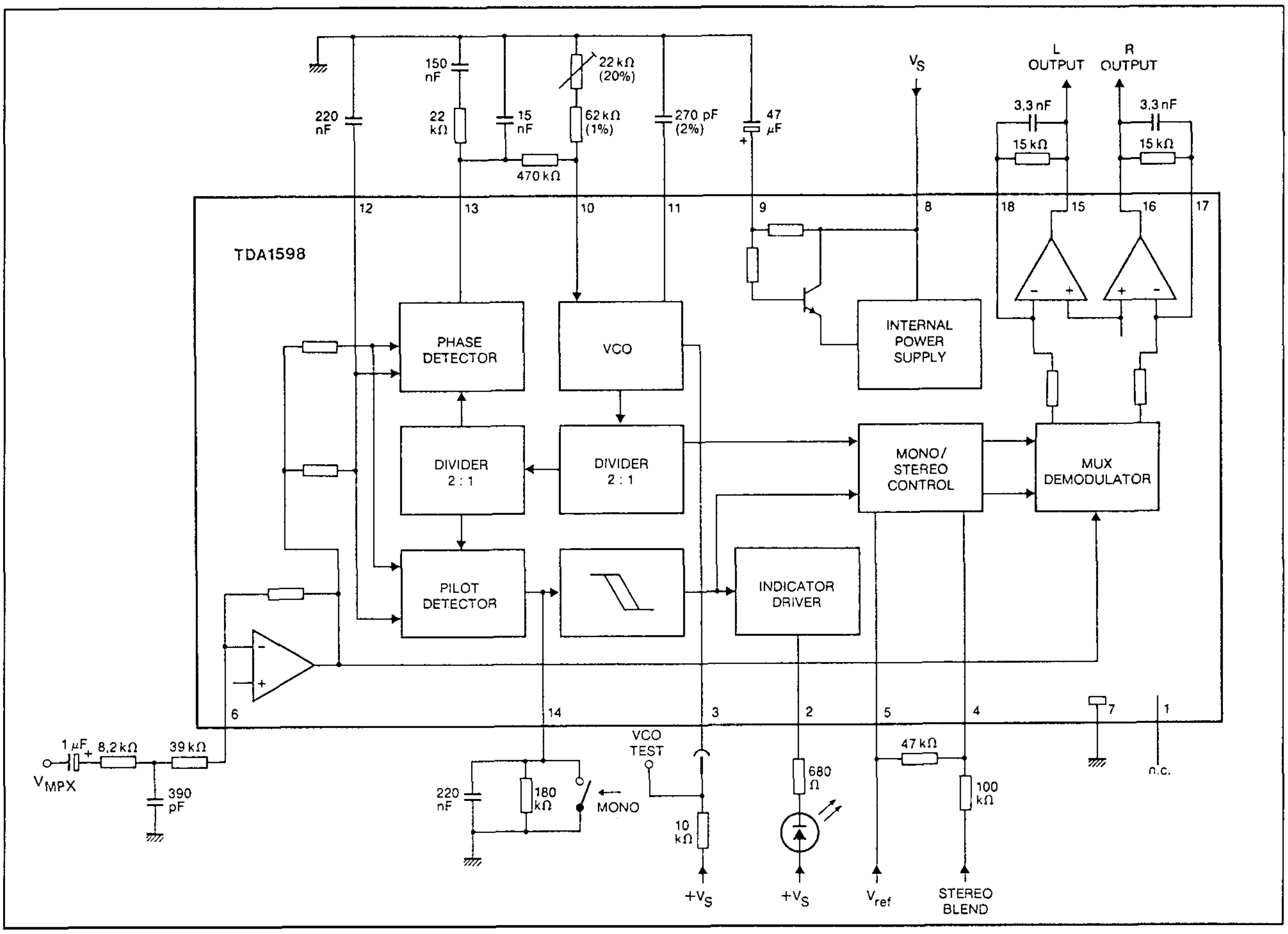
Het met de hand inschakelen van de mono-functie door middel van een schakelaar.

4.2 Type-beschrijving

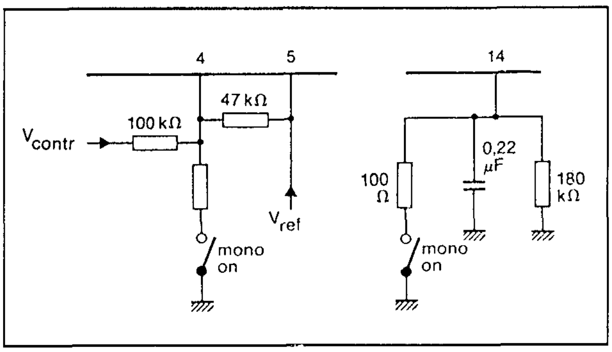


Figuur 15/4.2-18: Intern blokschema van de TDA 1591(T).

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-19: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 1598.



Figuur 15/4.2-20: Handmatige omschakeling naar mono-bedrijf.

LM 1800

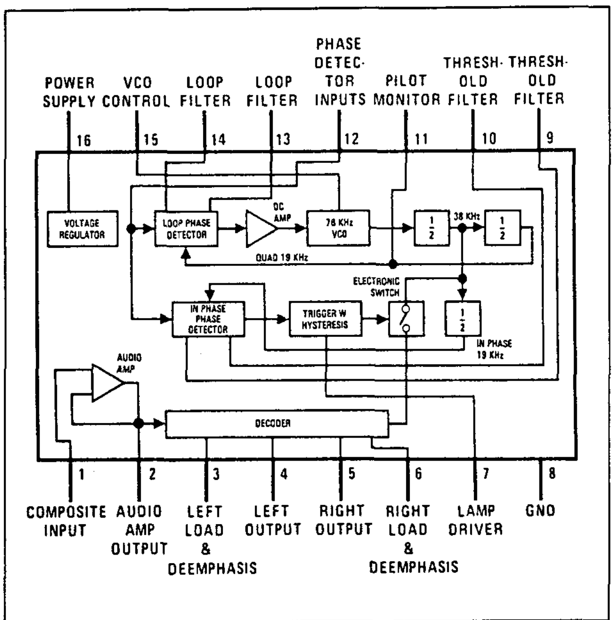
PLL, M/S-switch

De LM 1800 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 100 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-21
- intern blokschema: figuur 14/4.2-21
- voedingsspanning: +18 V max.
- voedingsstroom: 30 mA max.
- ingangsimpedantie: 45 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 1,3 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 100 Hz: 40 dB typ.

1 kHz: 45 dB typ.
10 kHz: 45 dB typ.
- onbalans: 1,5 dB max.
- capture range: +/-6 % typ.
- piloot-spanning voor stereo:
  15 mV typ.
- indicatie-stroom: 100 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 33 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 33 dB typ.
- SCA onderdrukking: 70 dB typ.
- vervorming: 0,4 % typ.



Figuur 15/4.2-21: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM 1800.

Voorbeeld-schakeling

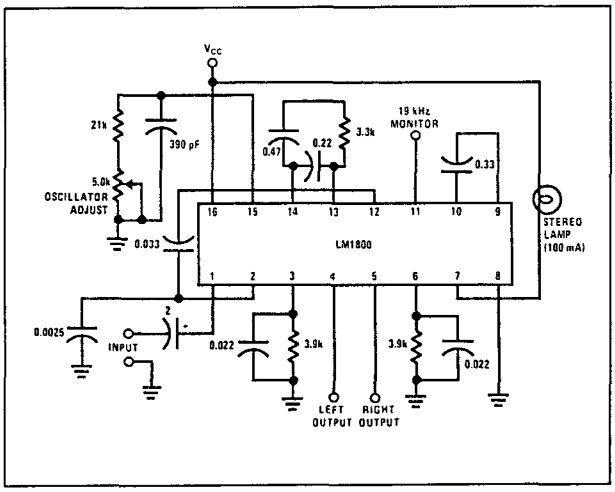
- figuur 15/4.2-22:

De standaard schakeling rond de LM 1800.

LM 1870

PLL, M/S-switch, blend

De LM 1870 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 75 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Het IC heeft een mono-besturingsingang op pen 1, waar een spanning van minder dan 4 V op moet staan om over te schakelen naar mono. De blend-ingang op pen 20 moet gestuurd worden met een signaal van de middenfrequent versterker. Deze pen stuurt een variabele verzwakker die er voor zorgt dat de kanaalscheiding van het IC in hoge mate onafhankelijk wordt van de ingangsspanning.



Figuur 15/4.2-22: Standaard schakeling rond de LM 1800.

Technische gegevens

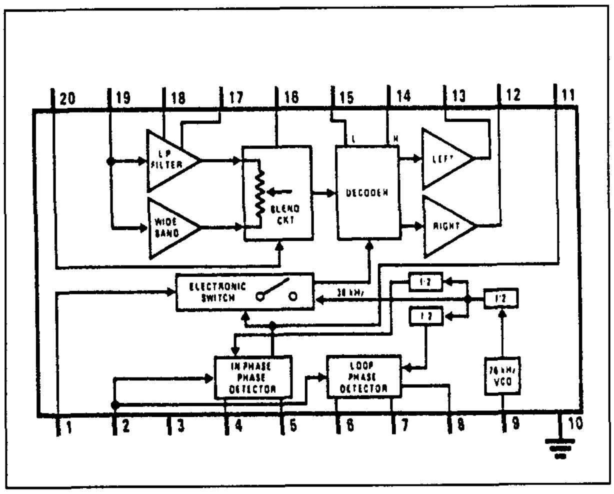
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-20 (SMD)
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-23
- intern blokschema: figuur 14/4.2-24
- voedingsspanning:
  +7 V min.
  +15 V max.
- voedingsstroom: 45 mA max.
- ingangsimpedantie: 40 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 200 Ω typ.
- spanningsversterking: -1 dB typ.
- kanaalscheiding: 45 dB typ.
- onbalans: +/-1,5 dB max.
- capture range: +/-4 % typ.
- piloot-spanning voor stereo:
  15 mV typ.
- indicatie-stroom: 75 mA max.

4.2 Type-beschrijving

1. Quick Mono
2. PLL Input
3. V+
4. Lamp Filter and VCO Stop
5. Lamp Filter
6. Loop Filter
7. Loop Filter
8. VCO Tuning
9. VCO Tuning
10. Ground
11. Lamp Driver
12. Right Output
13. Left Output
14. Right Gain and Deemphasis
15. Left Gain and Deemphasis
16. Blend Resistor and 19 kHz Test Point
17. Blend Filter
18. Blend Filter
19. Audio Input
20. Blend Control Voltage

Figuur 15/4.2-23: Aansluitgegevens van de LM 1870.

- 19 kHz onderdrukking: 30 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 30 dB typ.
- SCA onderdrukking: 70 dB typ.
- vervorming: 0,25 % typ.



Figuur 15/4.2-24: Intern blokschema van de LM 1870.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/4.2-25:

De standaard schakeling rond de LM 1870.

U 2342 B

PLL, M/S-switch

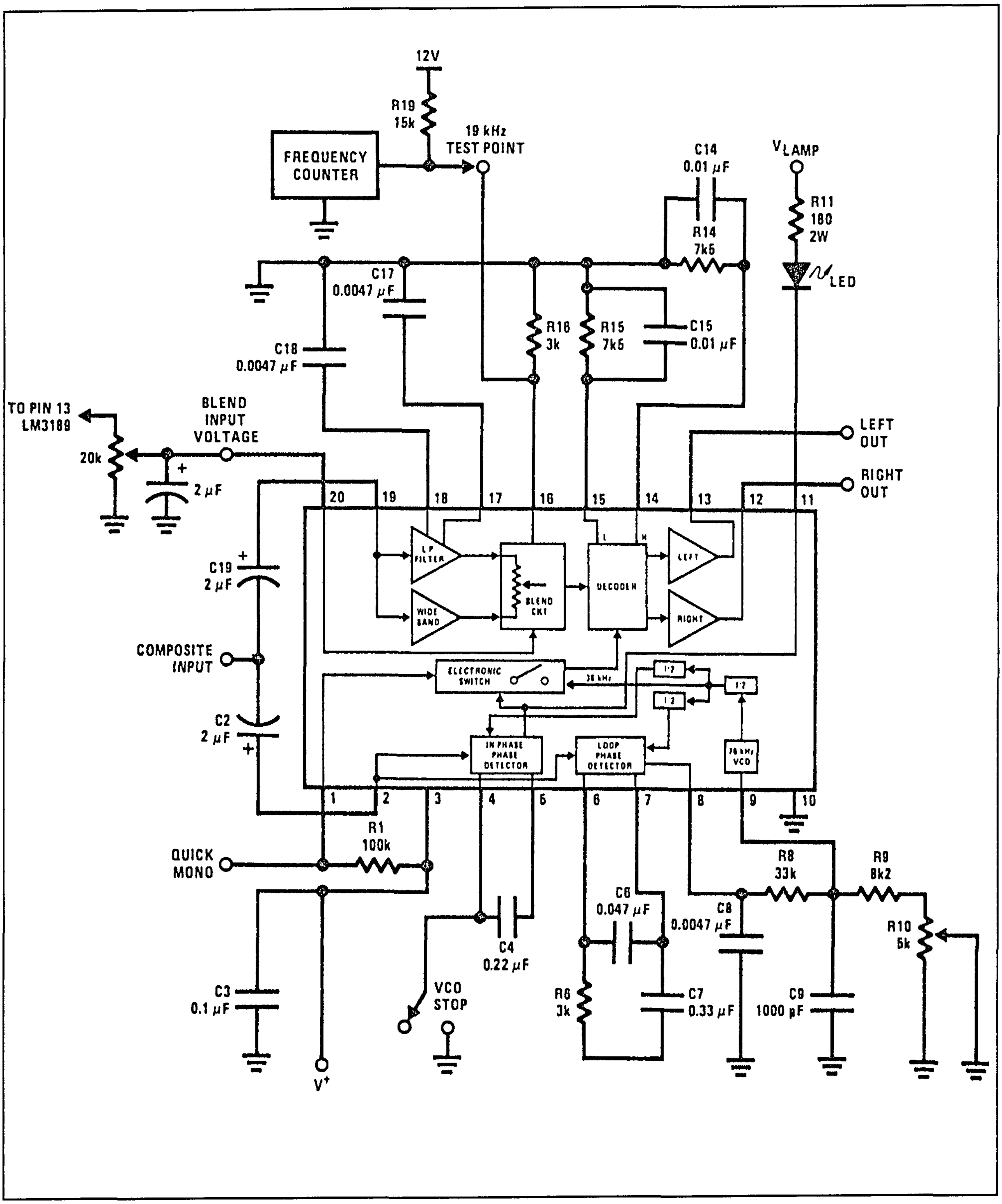
De U 2342 B is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 8 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. De VCO kan uitgeschakeld worden door een schakelaar in het circuit rond pen 7. Op pen 6, waar de stereo-indicator thuis hoort, kan ook een 76 kHz testsignaal afgenomen worden als men deze pen via een weerstand met de massa verbindt.

De U 2342 B kan reeds goed werken bij een voedingsspanning van slechts 1,8 V!

Technische gegevens

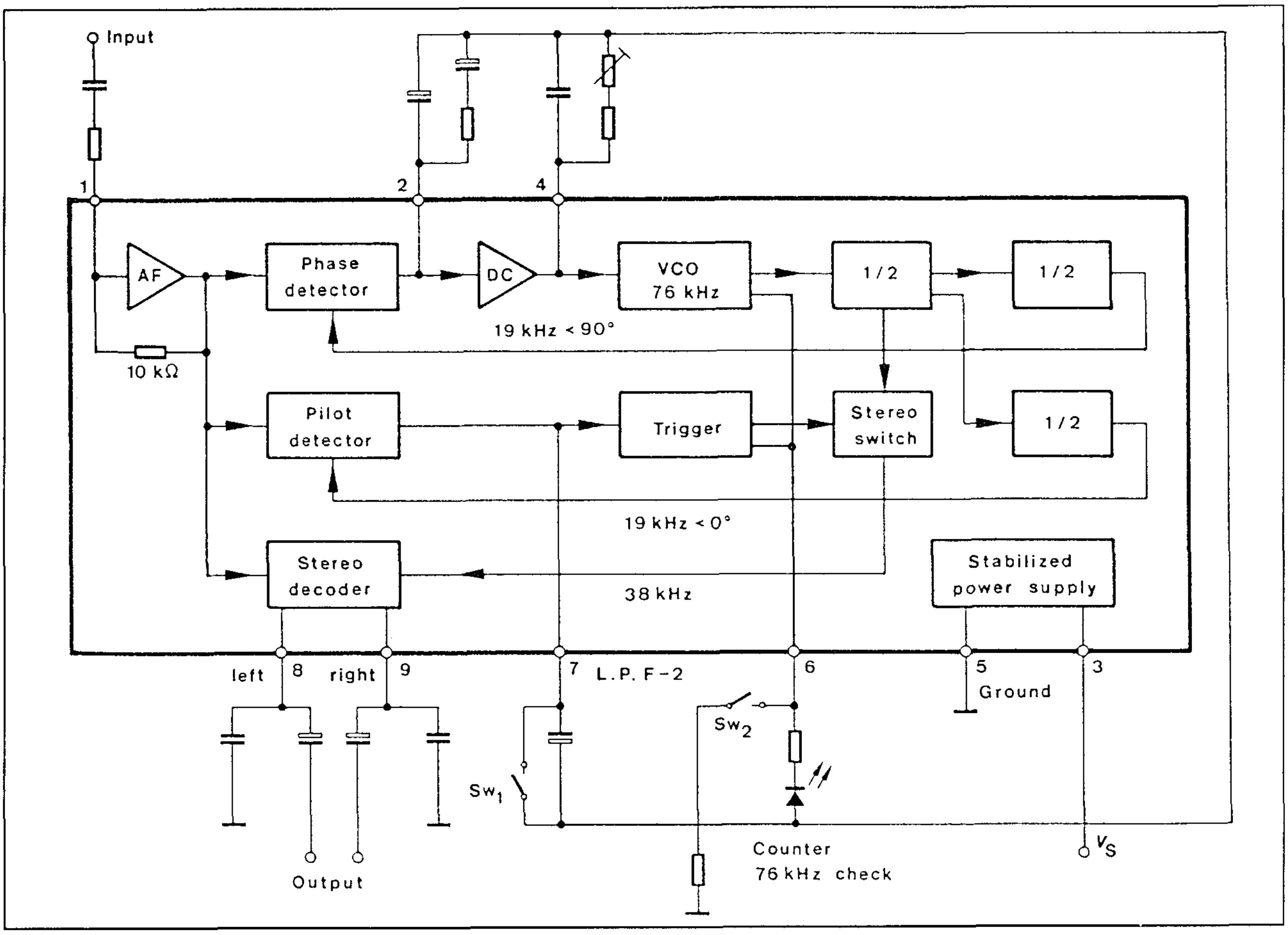
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: SIP-9
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-26
- intern blokschema: figuur 14/4.2-26
- voedingsspanning:
  +1,8 V min.
  +5 V max.
- voedingsstroom: 8 mA max.
- ingangsimpedantie: 10 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 5 kΩ typ.
- spanningsversterking: 5,0 dB typ.
- kanaalscheiding:
  100 Hz: 35 dB typ.
  1 kHz: 35 dB typ.
  10 kHz: 35 dB typ.
- onbalans: 1,5 dB max.
- capture range: +/-3 % typ.
- piloot-spanning voor stereo:
  9 mV typ.
- indicatie-stroom: 8 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 32 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 60 dB typ.
- ingangsspanning: 400 mV_{eff} max.
- vervorming: 0,5 % typ.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-25: Standaard schakeling rond de LM 1870.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-26: Aansluitgegevens, intern blokschema en externe schakeling van en rond de U 2342 B.

Voorbeeld-schakeling

Voor het standaard-schema wordt verwezen naar figuur 15/4.2-26.

U 2343 B

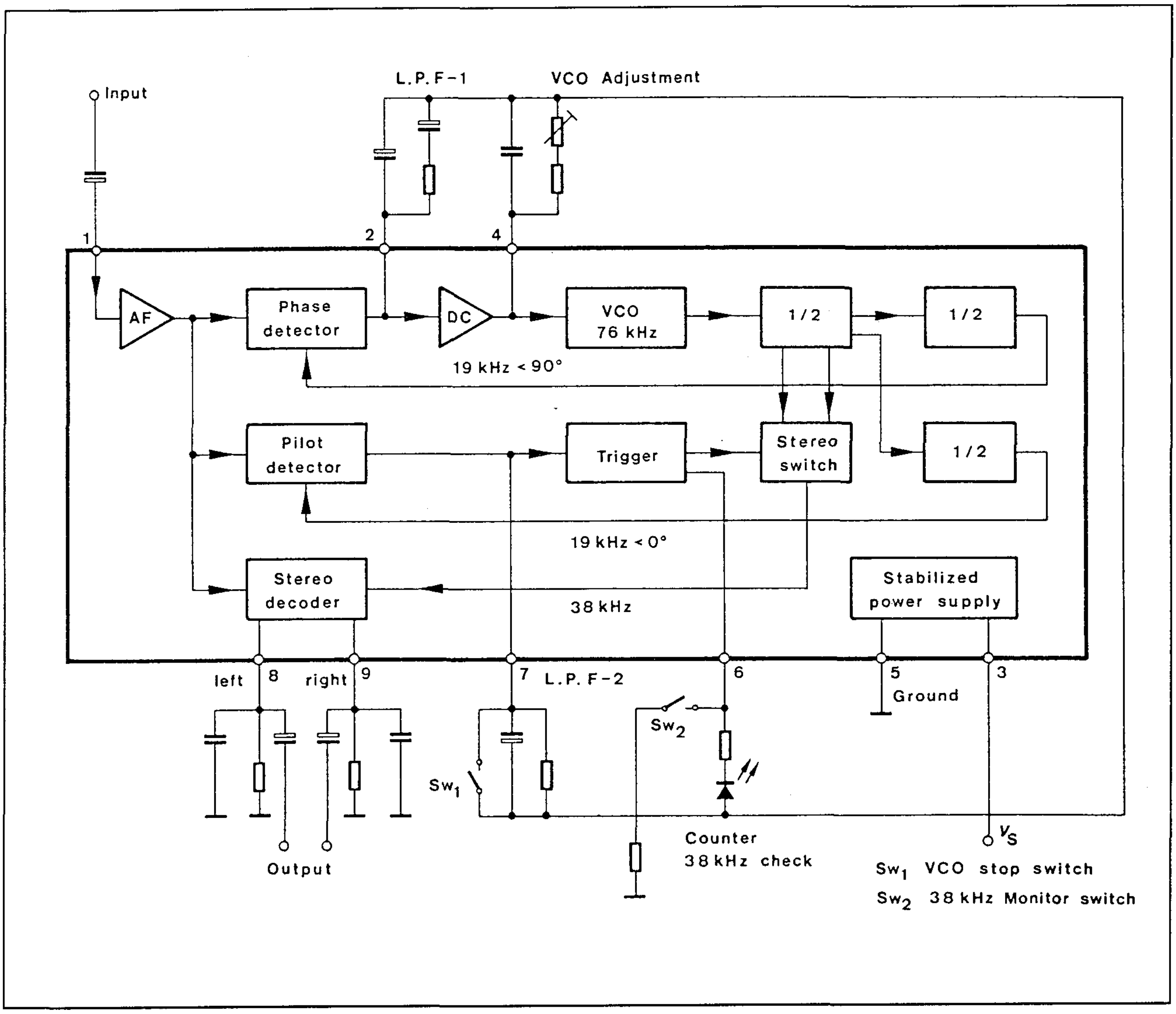
PLL, M/S-switch

De U 2343 B is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk.
Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 20 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.
Het IC kenmerkt zich door een grote gevoeligheid (9 mV aan de ingang en een zeer lage gemiddelde vervorming van slechts 0,08 %).
Bovendien kan de schakeling reeds werken bij een voedingsspanning van 3,5 V.
Het IC kan voorzien worden van een schakelaar waarmee de VCO wordt uitgeschakeld en een schakelaar waarmee de 38 kHz oscillatorfrequentie op de LED-uitgang gemonitord kan worden.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: SIP-9
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-27
- intern blokschema: figuur 14/4.2-27
- voedingsspanning:
  +3,5 V min.
  +12 V max.
- voedingsstroom: 18 mA max.
- ingangsimpedantie: 33 kΩ typ.
- spanningsversterking: 0,5 dB typ.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-27: Aansluitgegevens van de U 2343 B.

- kanaalscheiding: 45 dB typ.
- onbalans: 1,5 dB max.
- capture range: +/-3 % typ.
- piloot-spanning voor stereo: 3 mV typ.
- indicatie-stroom: 20 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 34 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 42 dB typ.
- ingangsspanning: 1,1 V_{eff} max.
- vervorming: 0,08 % typ.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 15/4.2-28:

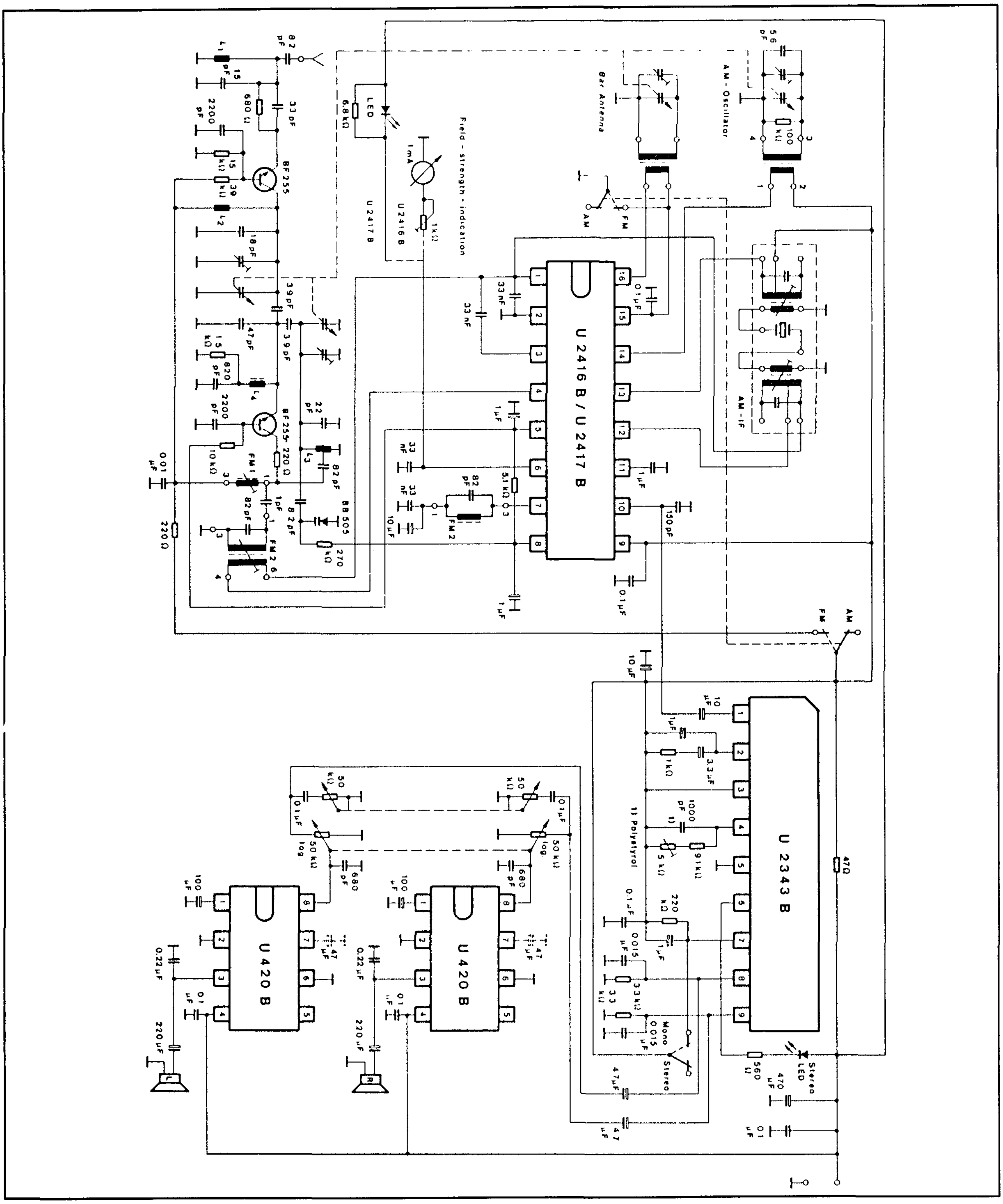
De U 2343 B gebruikt als stereo-decoder in een draagbare AM/FM-ontvanger.

LA 3330(M)

PLL, M/S-switch

De LA 3330(M) is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator. SCA-signalen worden onderdrukt.

4.2 Type-beschrijving



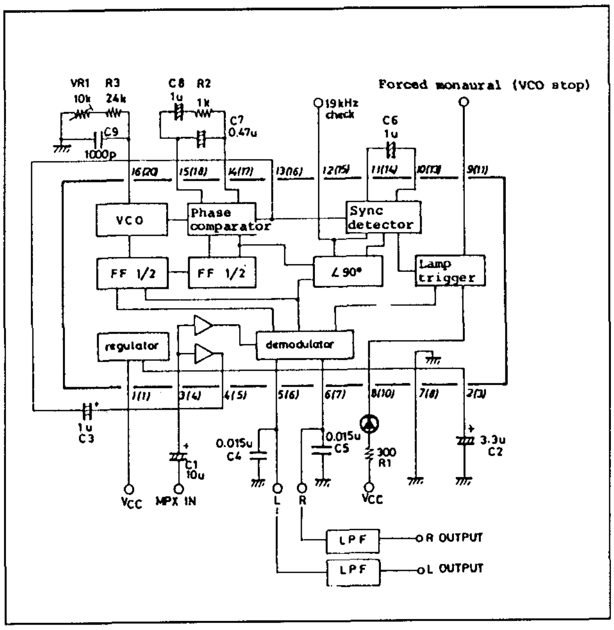
Figuur 15/4.2-28: De U 2343 B gebruikt als stereo-decoder in een draagbare AM/FM-ontvanger.

4.2 Type-beschrijving

De schakeling heeft een testuitgang, waarmee de schakeling afgeregeld kan worden (19,99 kHz) op het testpunt. Er is een "Forced monaural" ingang aanwezig, waarmee de ingebouwde M/S-schakelaar in de monostand gestuurd wordt.

Technische gegevens
- fabrikant: Sanyo
- behuizing:
  SA 3330: DIL-16
  SA 3330(m): DIL-20 (SMD)
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-29
  Let op! De twee versies hebben verschillende aansluitcodering!
- intern blokschema: figuur 14/4.2-29
- voedingsspanning: +1,8 V min.
- voedingsstroom: 5 mA max.
- piloot-spanning voor stereo: 4,5 mV typ.

Nadere gegevens ontbreken.



Figuur 15/4.2-29: Aansluitgegevens en intern blokschema van de SA 3330(M).

LA 3361

PLL, M/S-switch, mute

De LA 3361 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Een MUTE-ingang schakelt om naar mono-ontvangst als de spanning op deze ingang kleiner is dan +2,1 V. Er is een testpen aanwezig waarmee de oscillator afgeregeld kan worden.

Technische gegevens
- fabrikant: Sanyo
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-30
- intern blokschema: figuur 14/4.2-30
- voedingsspanning: +3 V min.
- voedingsstroom: 8,5 mA max.
- piloot-spanning voor stereo: 7 mV typ.

Nadere gegevens ontbreken.

LA 3365

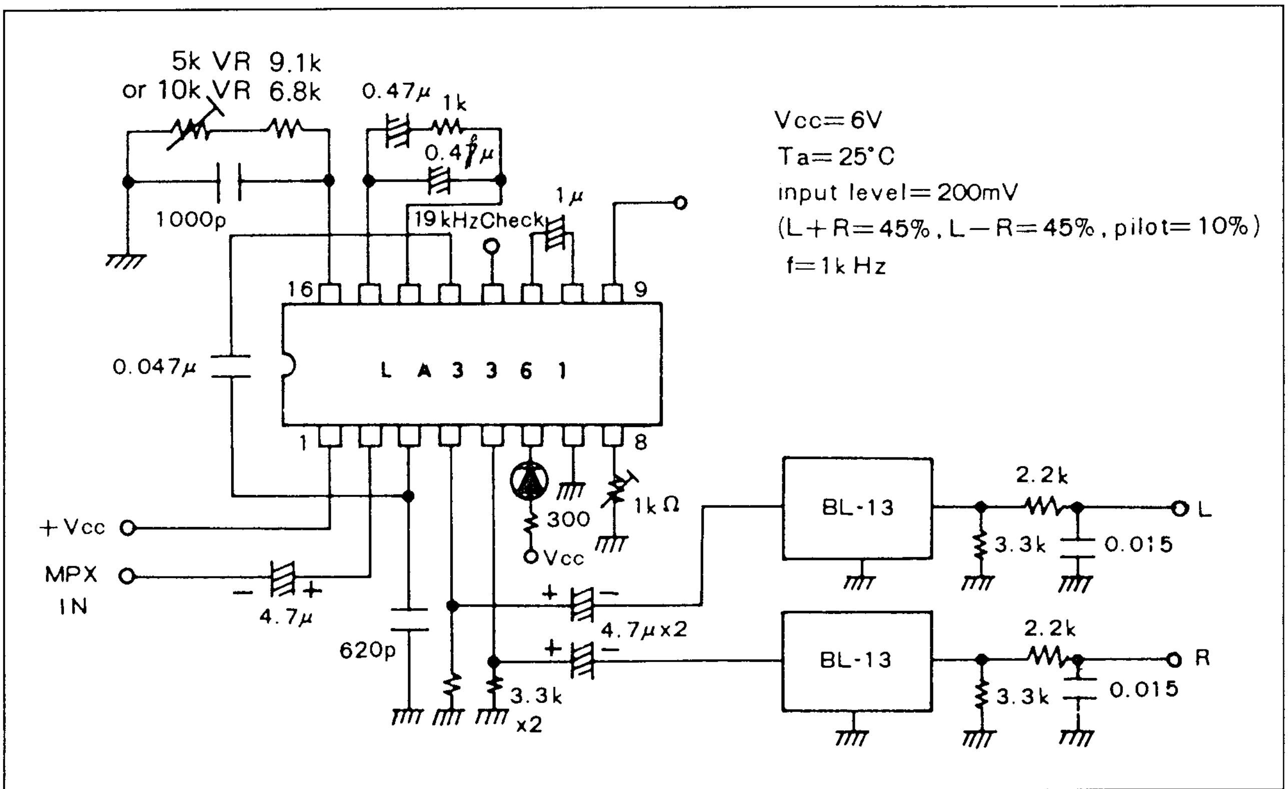
PLL, M/S-switch, mute

De LA 3365 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.
Op pen 12 staat een signaal met een frequentie van 19,00 kHz ter beschikking als de VCO goed is afgeregeld. Op pen 9 kan een MUTE worden aangesloten, als de spanning op deze pen kleiner is dan +2,1 V schakelt het IC om naar mono-ontvangst.

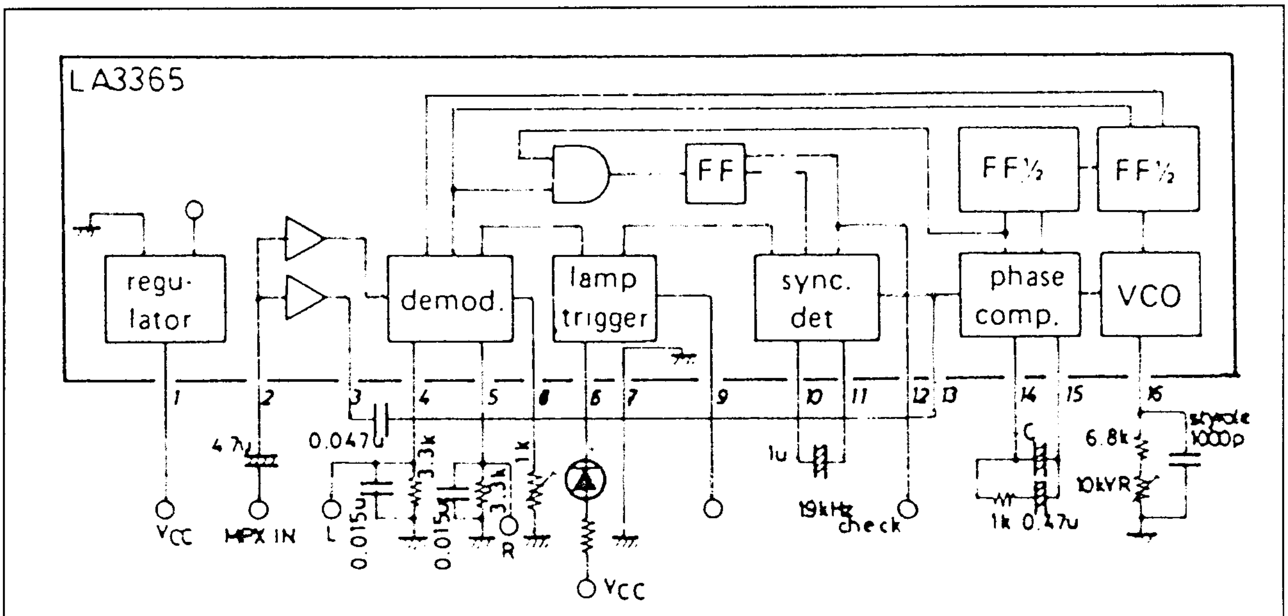
Technische gegevens
- fabrikant: Sanyo
- behuizing: SIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-31
- intern blokschema: figuur 14/4.2-31
- voedingsspanning: +3 V min.
- voedingsstroom: 8,5 mA max.
- piloot-spanning voor stereo: 7 mV typ.

Nadere gegevens ontbreken.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-30: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LA 3361.



Figuur 15/4.2-31: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LA 3365.

LA 3370

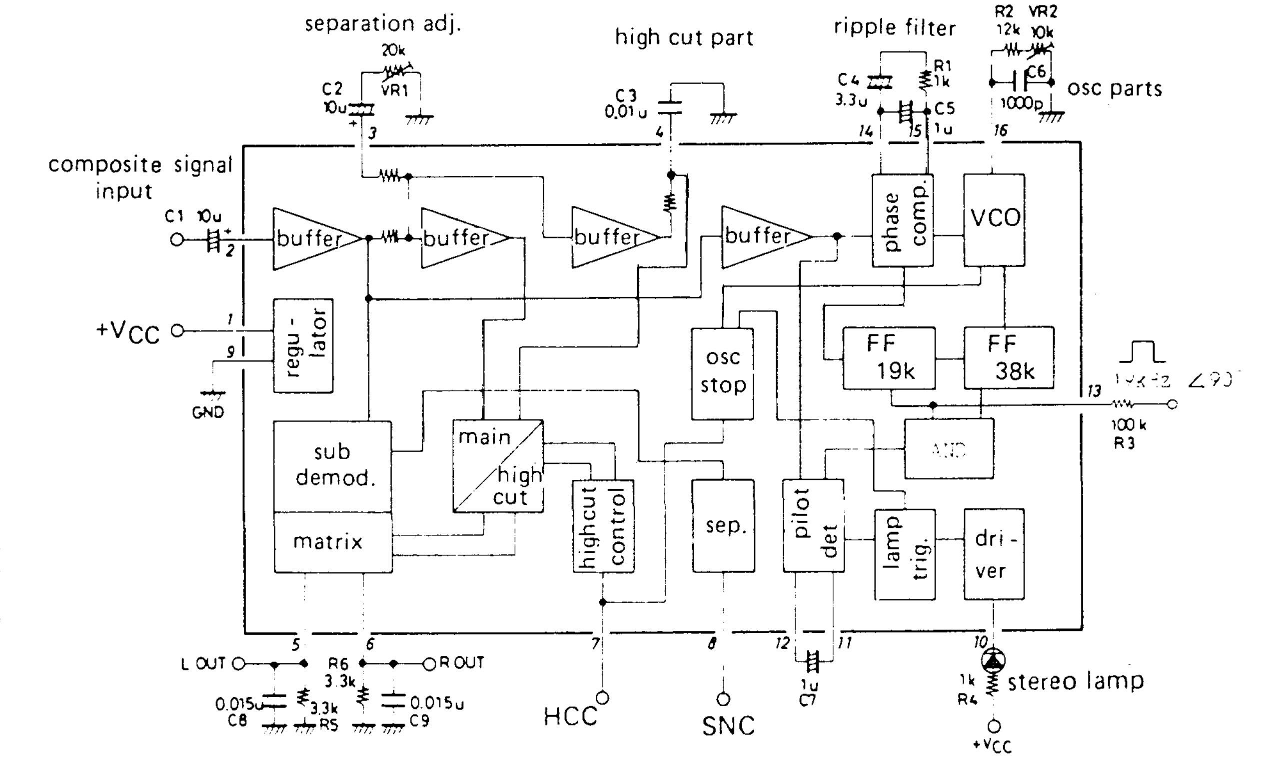
PLL, M/S-switch, noise-blender

De LA 3370 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Op de SNC-ingang (Stereo Noise Control) kan een stuursignaal van de middenfrequent versterker worden aangesloten. Deze voorziening zorgt ervoor dat ruis bij zwakke signalen wordt onderdrukt. Daarnaast is een HCC-pen (High Frequency Cut Control) aanwezig, waarmee de hoge frequenties bij zwakke signalen nog eens extra verzwakt kunnen worden. Bij een spanning op deze pen die groter is dan +7,5 V zal de schakeling automatisch overschakelen naar de mono-modus. Er staat een test-pen ter beschikking waar bij goede afregeling van de VCO een signaal met een frequentie van 19,00 kHz op terug te vinden is.

Technische gegevens

- fabrikant: Sanyo
- behuizing: SIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-32
- intern blokschema: figuur 14/4.2-32
- voedingsspanning:
  +6,5 V min.
  +14 V max.
- vervorming: 0,05 % typ.

Nadere gegevens ontbreken.



Figuur 15/4.2-32: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LA 3370.

4.2 Type-beschrijving

LA 3390

PLL, M/S-switch, mute, AM/FM-switch

De LA 3390 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Het IC kan worden aangesloten op de uitgangen van de AM en FM middenfrequent versterkers. Door middel van een stuuringang kan worden omgeschakeld tussen AM- en FM-ontvangst.
Daarnaast is een MUTE-ingang aanwezig.

Technische gegevens

- fabrikant: Sanyo
- behuizing: DIL-20
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-33
- intern blokschema: figuur 14/4.2-33
- vervorming: 1,0 % typ.

Nadere gegevens ontbreken.

LA 3400

PLL, M/S-switch, mute, AM/FM-switch

De LA 3400 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling hoeft niet afgeregeld te worden, omdat de VCO wordt ingesteld met een ceramisch filter van 456 kHz. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Het IC kan gestuurd worden met AM- en FM-signalen.
Er zijn drie stuurpennen aanwezig voor:

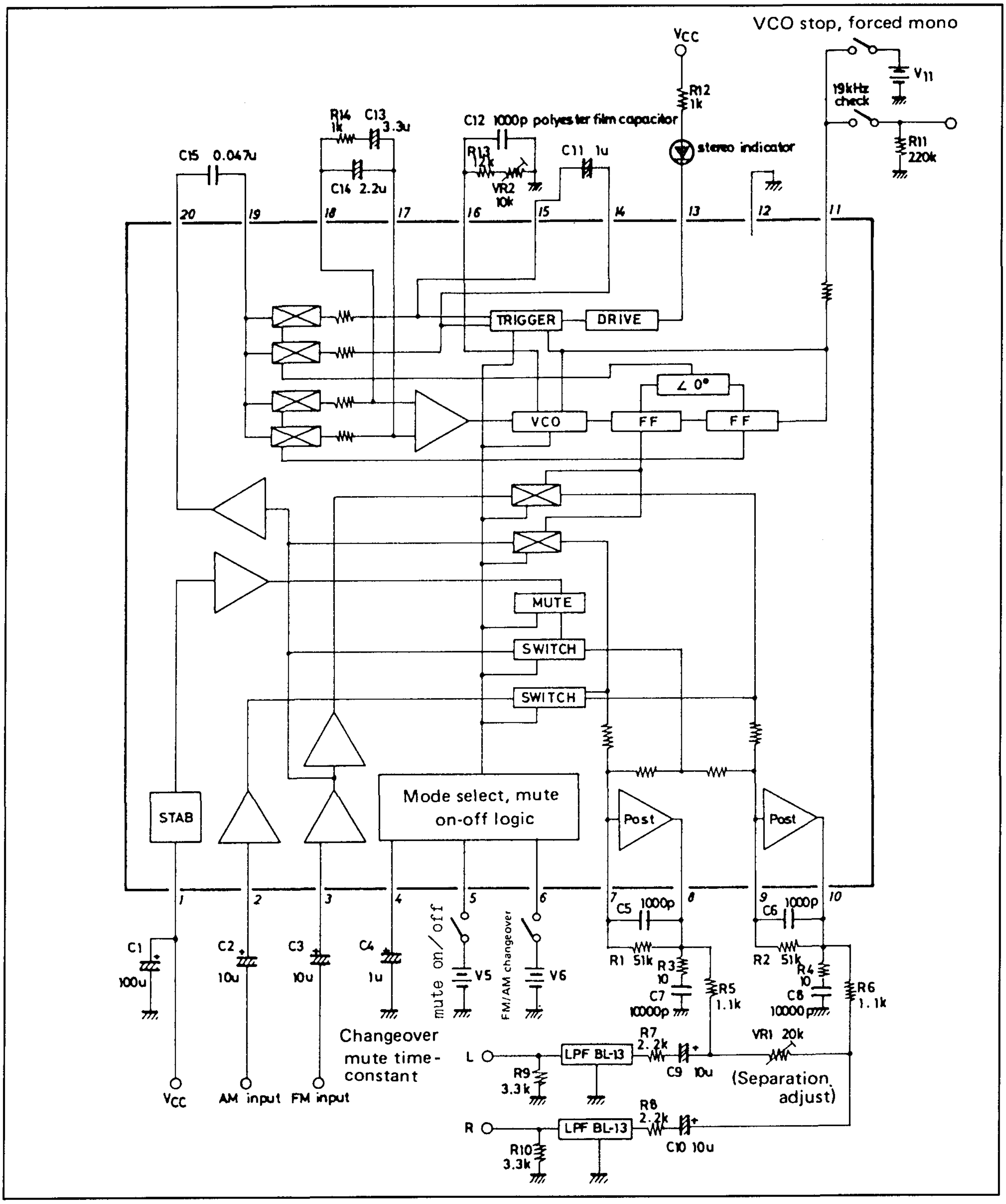
- het omschakelen tussen AM en FM;
- het inschakelen van de MUTE;
- het uitschakelen van de VCO.

Technische gegevens

- fabrikant: Sanyo
- behuizing: DIL-22
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-34
- intern blokschema: figuur 14/4.2-34
- VCO-drift: +/-0,1 % max.
- vervorming: 0,02 % typ.

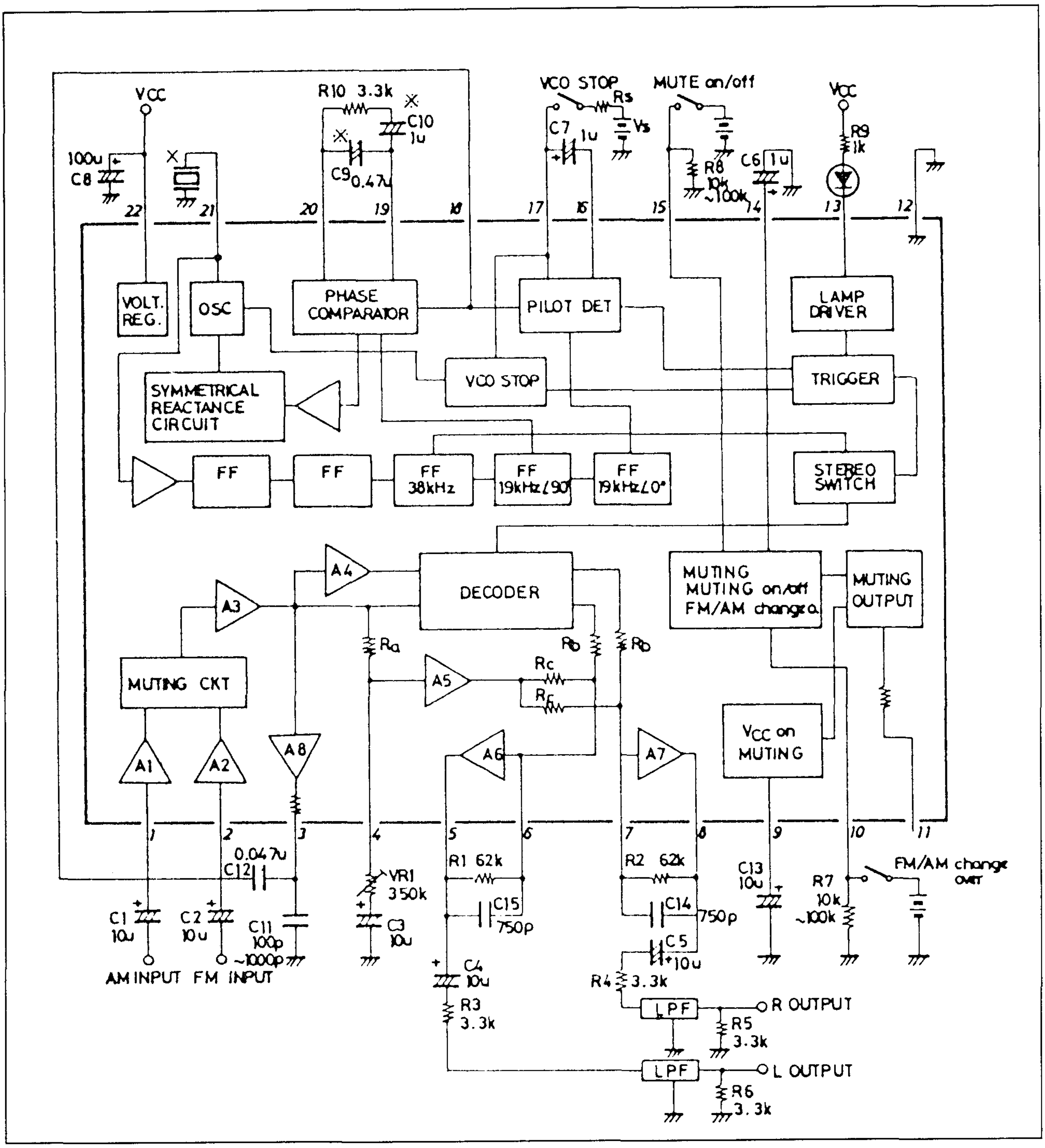
Nadere gegevens ontbreken.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-33: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LA 3390.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-34: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LA 3400.

LA 3410

PLL, M/S-switch, mute

De LA 3410 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De VCO wordt ingesteld met een ceramisch filter van 456 kHz en behoeft dus niet afgeregeld. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Er is een stuuringang voor een

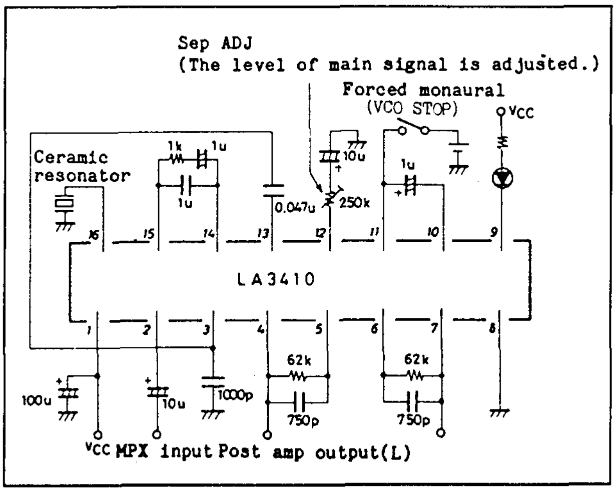
4.2 Type-beschrijving

MUTE-functie aanwezig, waarbij de schakeling naar mono-modus omschakelt.

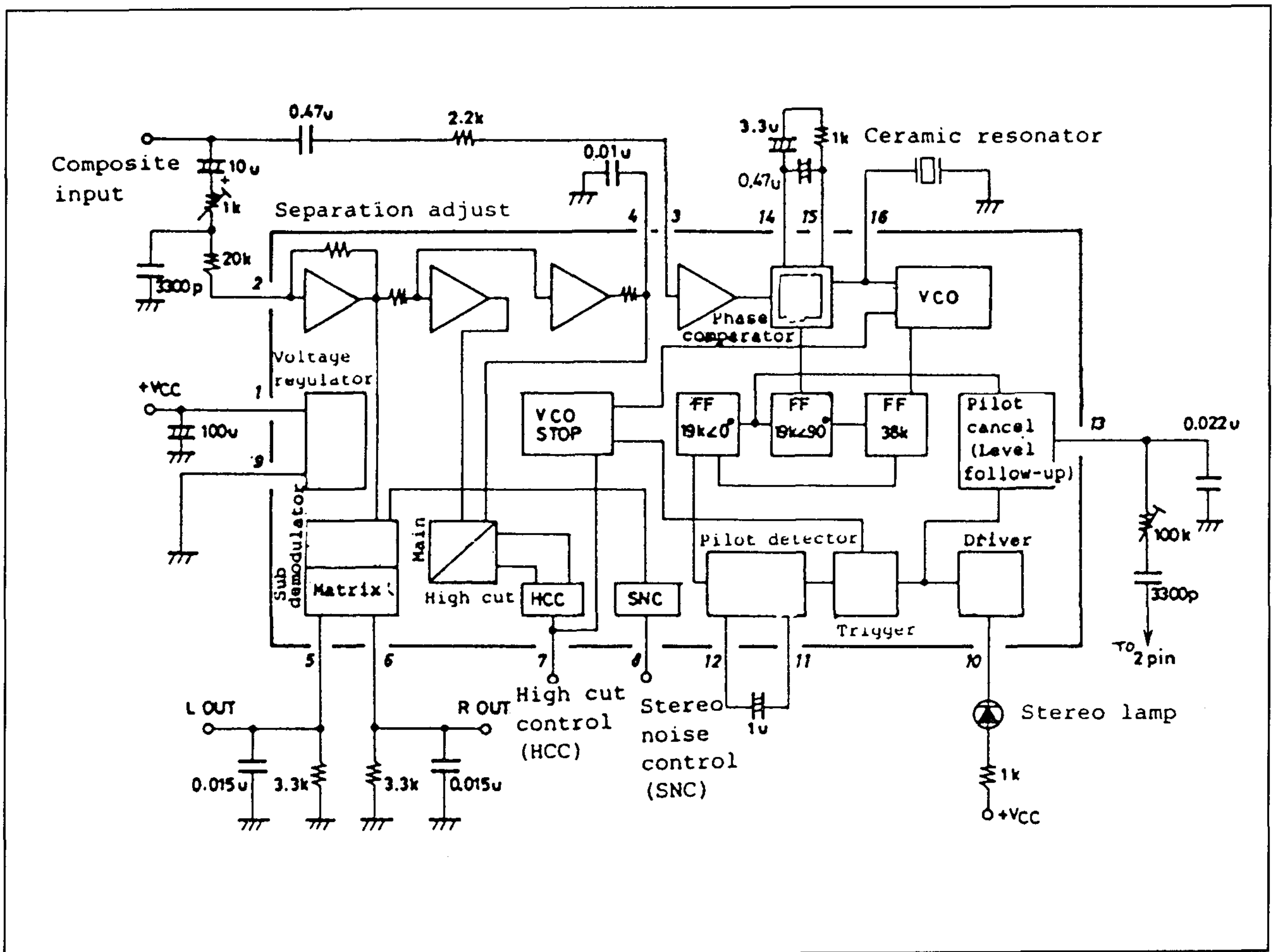
Technische gegevens

- fabrikant: Sanyo
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-35
- intern blokschema: figuur 14/4.2-35
- voedingsspanning:
  +5,4 V min.
  +14,0 V max.
- spanningsversterking: 8,5 dB typ.
- VCO-drift: 0,1 % max.
- ingangsspanning: 700 mV_{eff} max.
- vervorming: 0,02 % typ.

Nadere gegevens ontbreken.



Figuur 15/4.2-35: Aansluitgegevens van de LA 3410.



Figuur 15/4.2-36: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LA 3430.

4.2 Type-beschrijving

LA 3430

PLL, M/S-switch, mute

De LA 3430 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De VCO werkt met een ceramische resonator van 456 kHz en hoeft niet afgeregeld te worden.
Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Het IC heeft SNC- en HCC-ingangen, waarmee respectievelijk de ruis en de weergave van de hoge frequenties regelbaar zijn door externe stuursignalen.

Op de SNC-ingang (Stereo Noise Control) kan een stuursignaal van de middenfrequent versterker worden aangesloten. Deze voorziening zorgt ervoor dat ruis bij zwakke signalen wordt onderdrukt. Met de HCC-pen (High Frequency Cut Control) kan men de hoge frequenties bij zwakke signalen nog eens extra verzwakken.

Technische gegevens

- fabrikant: Sanyo
- behuizing: SIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-36
- intern blokschema: figuur 14/4.2-36
- voedingsspanning:
  +6,5 V min.
  +14 V max.
- VCO-drift: +/-0,1 % max.
- vervorming: 0,07 % typ.

Nadere gegevens ontbreken.

LM 4500 A

PLL, M/S-switch, blend

De LM 4500 A is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 100 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. De schakeling is uitgerust met een blend-schakeling, die VCA-gestuurd wordt met een extern signaal. Met deze blend kan men de signaal-ruis verhouding maximaliseren bij de ontvangst van zwakke stereo-zenders.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-37
- intern blokschema: figuur 14/4.2-38
- voedingsspanning:
  +8 V min.
  +16 V max.
- voedingsstroom: 35 mA max.
- ingangsimpedantie: 50 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 100 Ω typ.
- spanningsversterking: 1,0 typ.
- kanaalscheiding: 40 dB typ.
- onbalans: 0,3 dB max.
- capture range: +/-4 % typ.
- piloot-spanning voor stereo:
  16 mV typ.
- indicatie-stroom: 100 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 31 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 45 dB typ.
- harmonische vervorming: 0,15 % typ.
- signaal-ruis verhouding: 83 dB typ.
- blend-spanning:
  0,7 V voor 3 dB scheiding
  1,7 V voor 30 dB scheiding

Nadere gegevens

- Instelling van de kanaalscheiding
  Het is mogelijk door middel van de in figuur 14/4.2-39 getekende schakeling de kanaalscheiding te optimaliseren. Dit netwerk werkt in op de versterkingsfactor van de somversterker in de decoder en daarmee is het mogelijk de afwijkingen in de linker en rechter signalen te compenseren.
- Blend controle
  Op pen 11 staat onder normale omstandigheden een signaal met een frequentie van 19,0 kHz. Hiermee is het mogelijk de frequentie van de oscillator van de PLL exact af te regelen. Met deze ingang kan men echter ook de blend instellen. In open

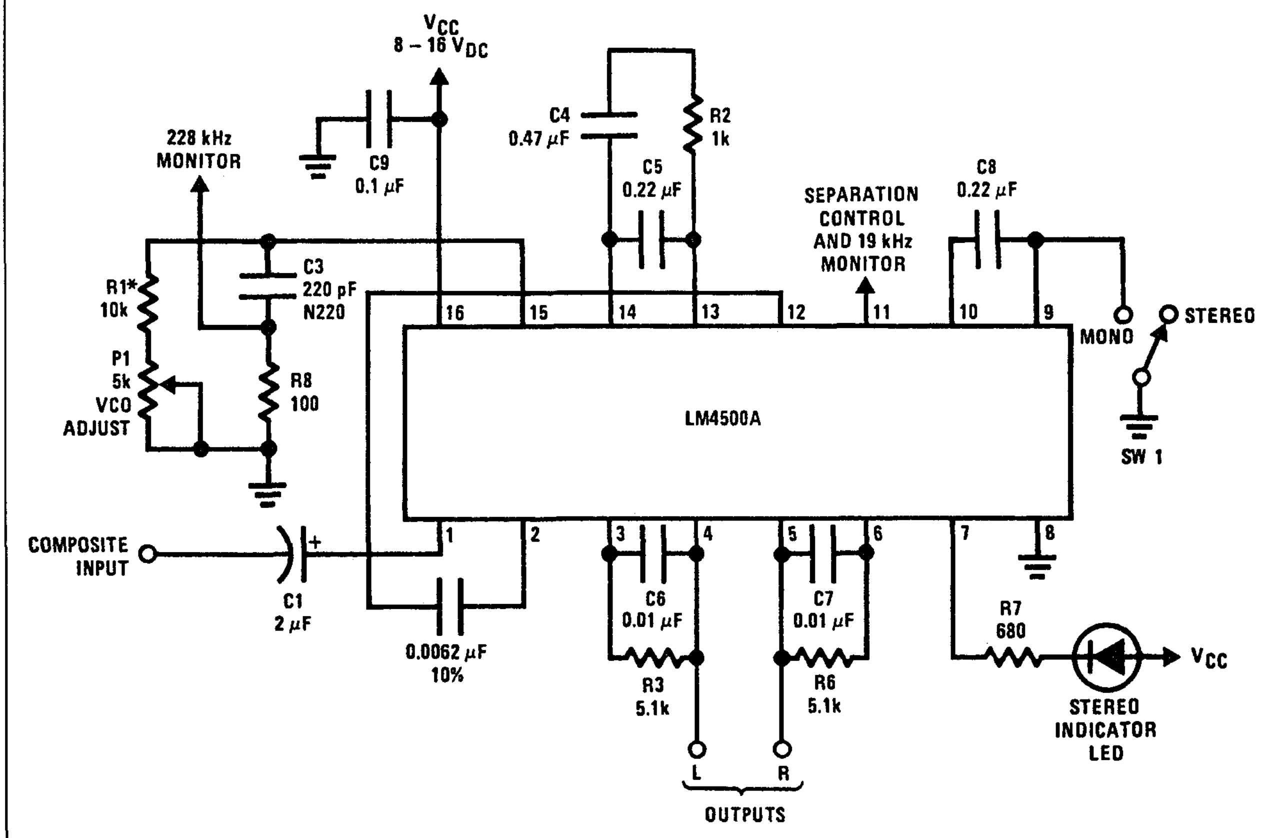
4.2 Type-beschrijving

toestand staat op deze pen een spanning van ongeveer 4,0 V. Door het reduceren van deze spanning kan men de kanaalscheiding reduceren. Deze blend-faciliteit begint te werken bij een spanning op pen 11 van ongeveer 2,0 V (zie de grafiek van figuur 14/4.2-40). Bij een spanning van ongeveer 0,4 V bedraagt de kanaalscheiding 0 dB en werkt de schakeling dus in mono-mode.

Voorbeeld-schakeling

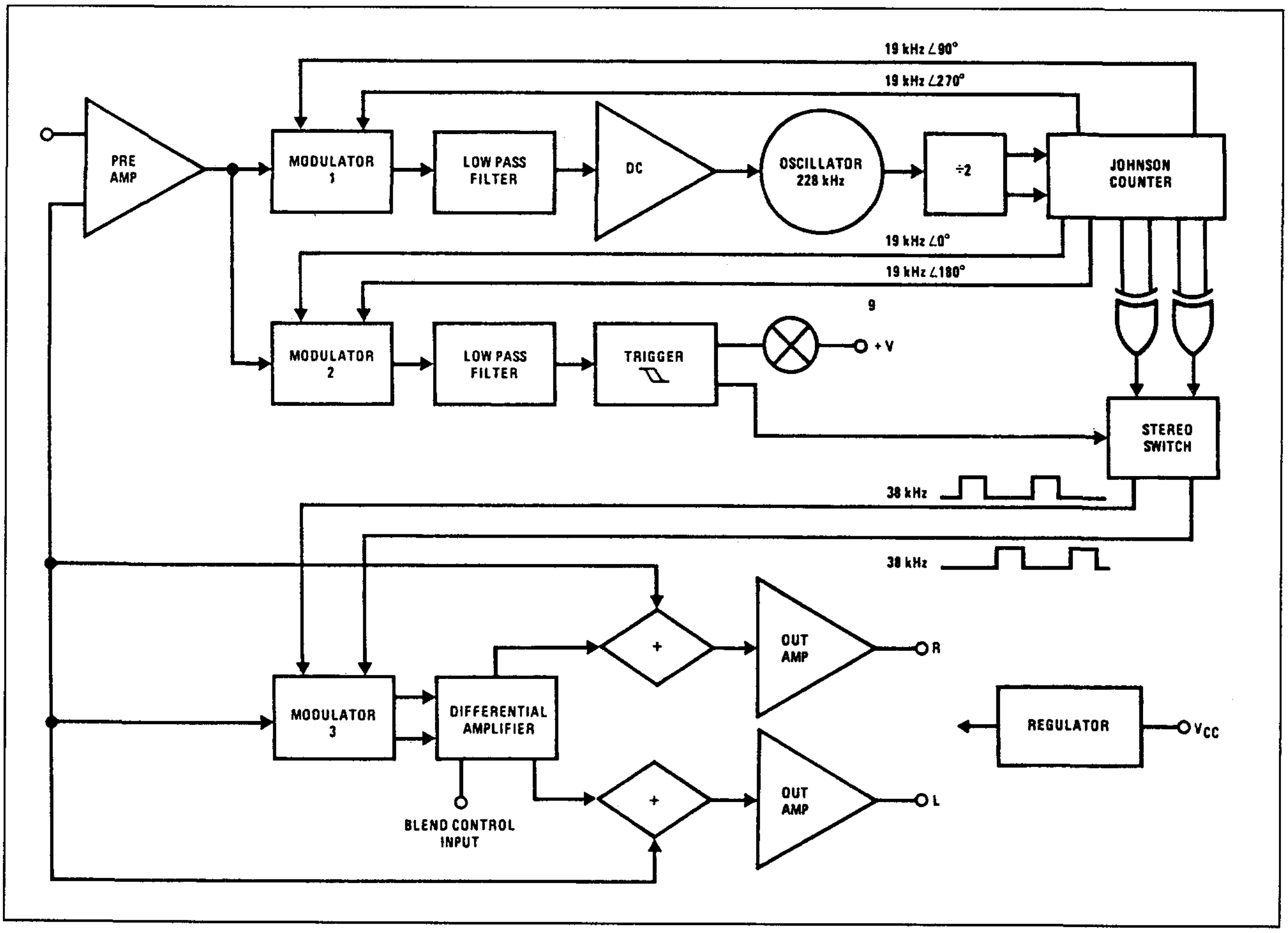
– figuur 15/4.2-37:

De standaard schakeling rond de LM 4500 A.

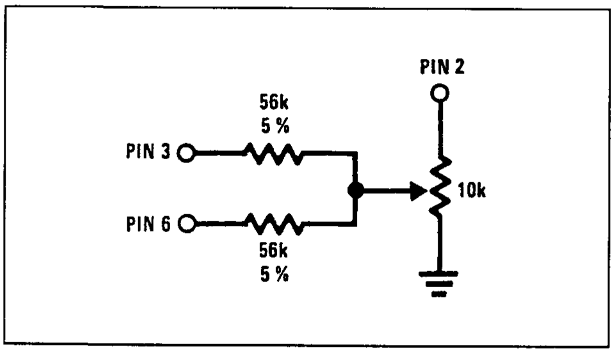


Figuur 15/4.2-37: Aansluitgegevens van de LM 4500 A.

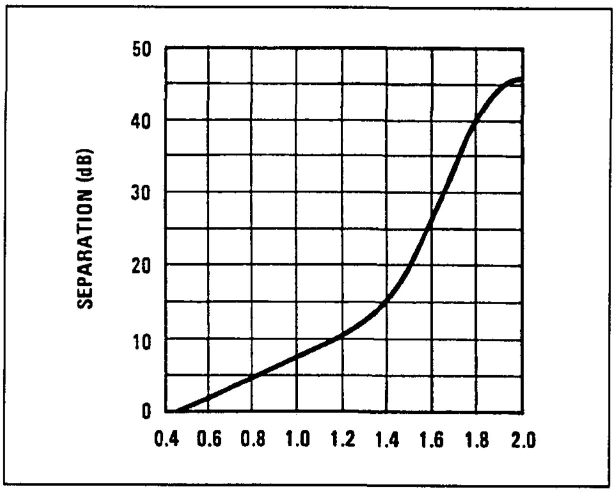
4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-38: Intern blokschema van de LM 4500 A.



Figuur 14/4.2-39: Het verbeteren van de maximale kanaalscheiding met behulp van een externe potentiometer.



Figuur 14/4.2-40: Het verband tussen de externe blend-spanning op pen 11 en de kanaalscheiding.

4.2 Type-beschrijving

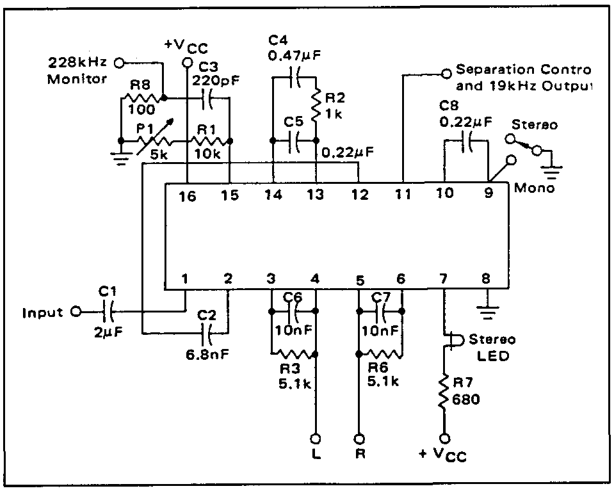
TCA 4500 A

PLL, M/S-switch, blend

De TCA 4500 A is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 100 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.
Er is een blend-faciliteit aanwezig, waarmee men de kanaalscheiding kan regelen met een externe stuurspanning.

Technische gegevens

- fabrikant: Siemens, Motorola
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-41
- intern blokschema: figuur 14/4.2-42
- voedingsspanning:
  +8 V min.
  +16 V max.
- voedingsstroom: 35 mA max.
- ingangsimpedantie: 50 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 100 Ω typ.
- spanningsversterking: 1,0 typ.
- kanaalscheiding: 30 dB typ.
- onbalans: 0,3 dB max.
- capture range: +/-5,0 % typ.



Figuur 15/4.2-41: Aansluitgegevens van de TCA 4500 A.

- piloot-spanning voor stereo:
  16 mV typ.
- indicatie-stroom: 100 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 31 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- SCA onderdrukking: 45 dB typ.
- vervorming: 0,3 % max.
- blend-spanning:
  0,7 V voor 3 dB scheiding
  1,7 V voor 30 dB scheiding

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/4.2-41:

De standaard schakeling rond de TCA 4500 A.

TCA 4511-2

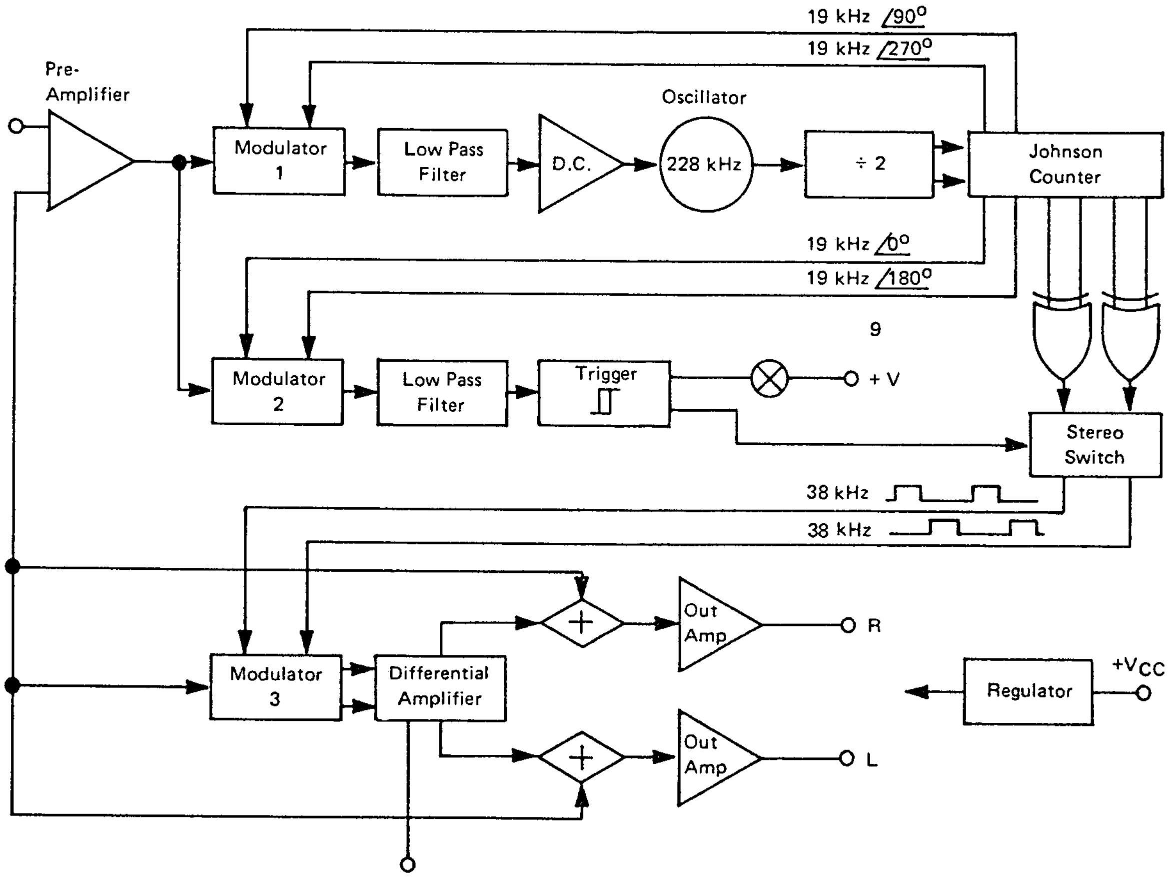
PLL, M/S-switch, blend

De TCA 4511 A is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 25 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. De schakeling kan door middel van een externe schakelaar worden omgeschakeld tussen FM- en AM-ontvangst. Met een externe blend-spanning kan de kanaalscheiding tussen vol-stereo en vol-mono worden ingesteld.

Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-43
- intern blokschema: figuur 14/4.2-43
- voedingsspanning:
  +8 V min.
  +18 V max.
- voedingsstroom: 20 mA max.
- ingangsimpedantie: 125 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 1,5 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 40 dB typ.
- onbalans: 0,5 dB max.
- piloot-spanning voor stereo:

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-42: Intern blokschema van de TCA 4500 A.

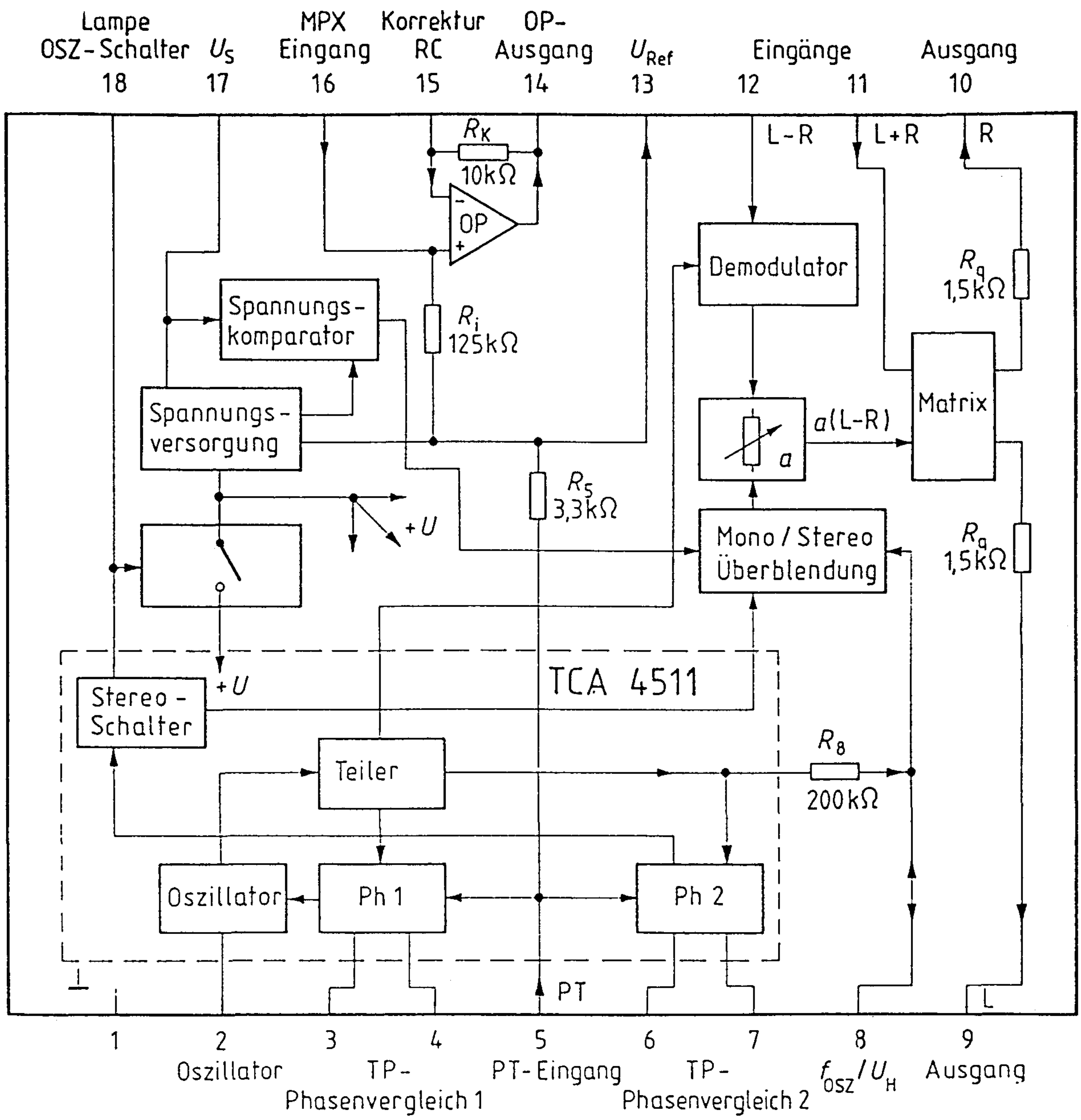
30 mV typ.
- indicatie-stroom: 25 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 32 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 40 dB typ.
- SCA onderdrukking: 40 dB typ.
- vervorming: 0,5 % max.
- blend-spanning:
  0,5 V voor 3 dB scheiding
  0,9 V voor 34 dB scheiding

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/4.2-44:

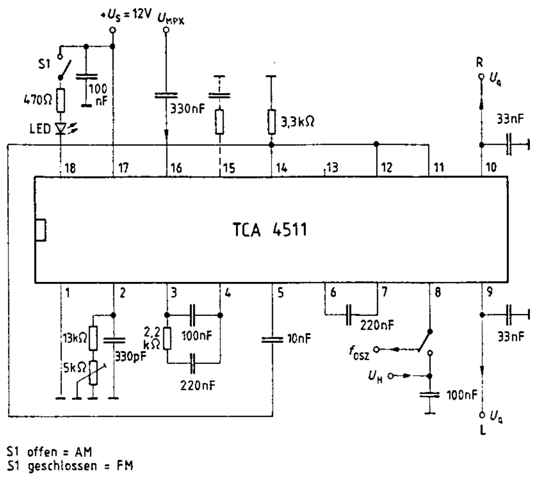
De standaard schakeling rond de TCA 4511-2.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-43: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TCA 4511-2.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-44: Standaard schakeling rond de TCA 4511-2.

TCA 4511

PLL, M/S-switch, blend

Een Telefunken IC dat pen-, functie- en specificatie-compatibel is met de TCA 4511-2 van Siemens.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-43
- intern blokschema: figuur 14/4.2-43
- voedingsspanning:
  +8 V min., +18 V max.
- voedingsstroom: 20 mA max.
- ingangsimpedantie: 125 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 1,5 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 40 dB typ.
- onbalans: 0,5 dB max.
- piloot-spanning voor stereo:
  30 mV typ.
- indicatie-stroom: 25 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 32 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 40 dB typ.
- SCA onderdrukking: 40 dB typ.
- vervorming: 0,5 % max.
- blend-spanning:
  0,5 V voor 3 dB scheiding
  0,9 V voor 34 dB scheiding

Voor de voorbeeld-schakeling wordt verwezen naar de TCA 4511-2.

TEA 5580

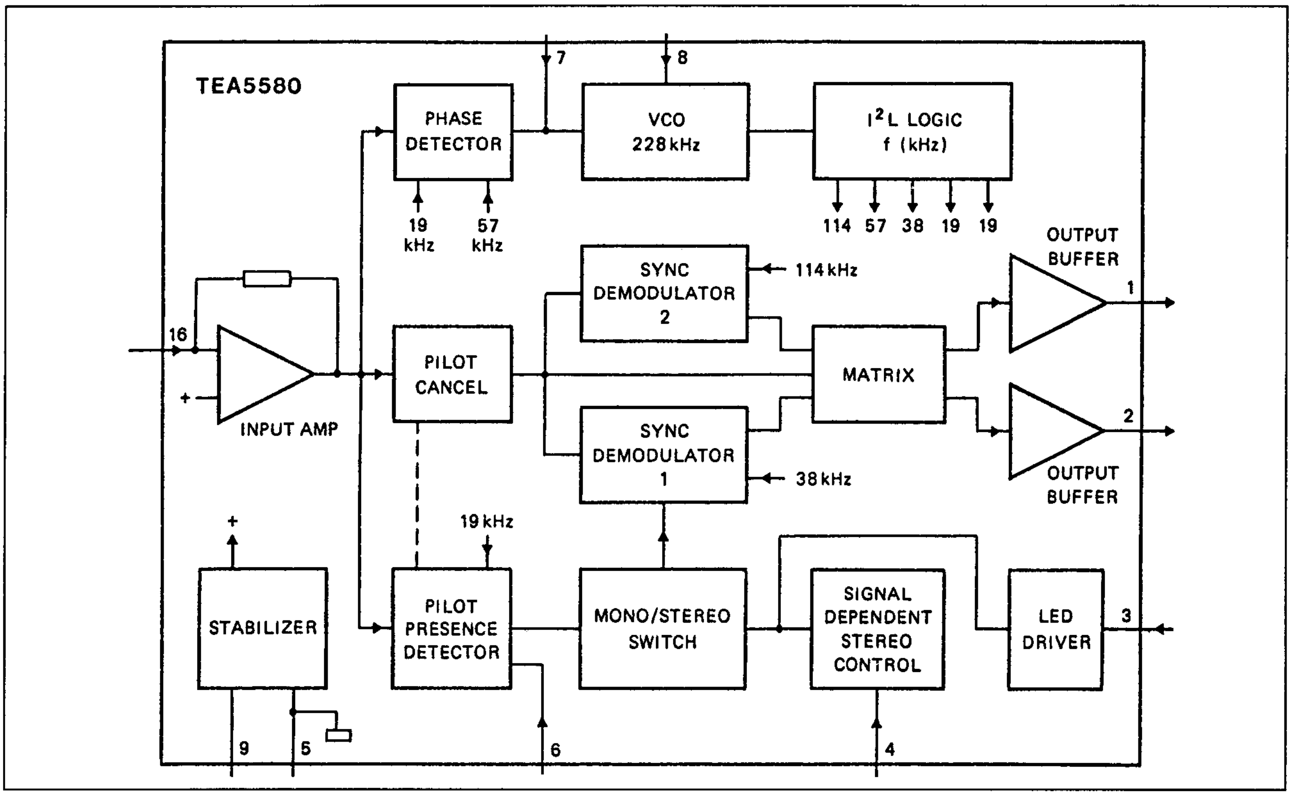
PLL, M/S-switch, blend

De TEA 5580 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 75 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Er is een blend-faciliteit aanwezig, waarmee men de kanaalscheiding kan regelen met een externe stuurspanning.
De TEA 5580 is speciaal ontwikkeld voor toepassing in draagbare apparatuur en kan al werken met een voedingsspanning van 3,6 V. Ook de stroomopname is geminimaliseerd.

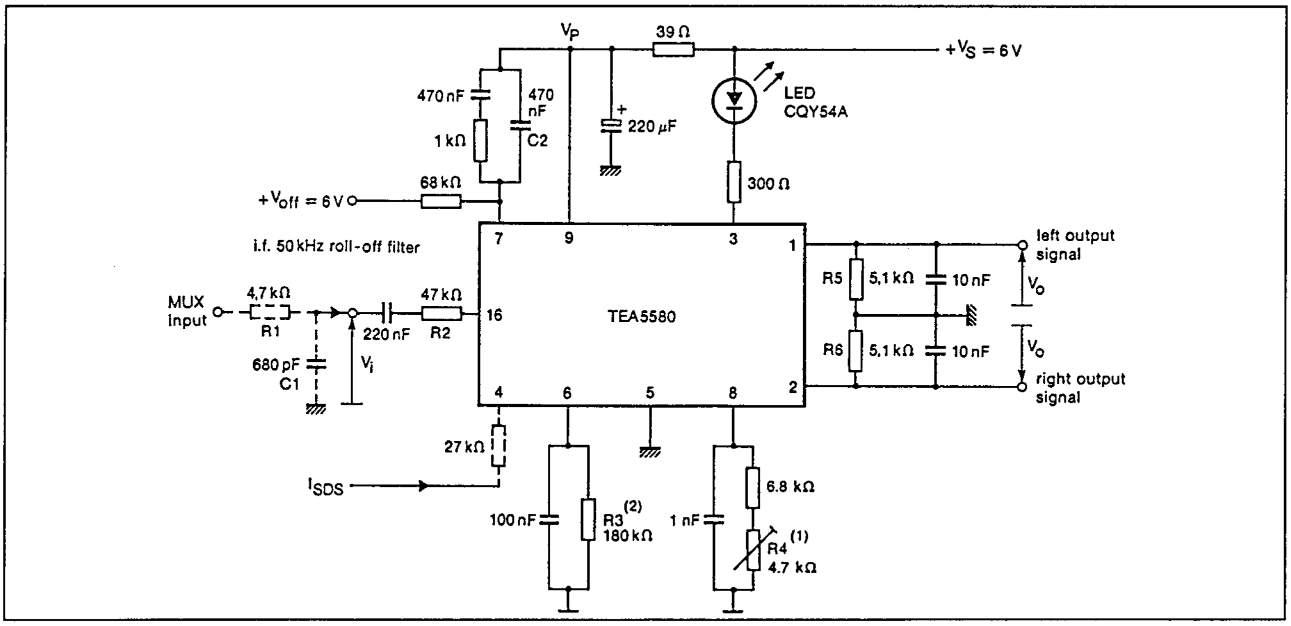
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-45
- intern blokschema: figuur 14/4.2-45
- voedingsspanning:
  +3,6 V min.
  +16 V max.
- voedingsstroom: 13,5 mA max.
- ingangsimpedantie: 47 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 9,3 kΩ typ.
- spanningsversterking: 8 dB typ.
- kanaalscheiding: 40 dB typ.
- onbalans: 1,0 dB max.
- capture range: +/-8,0 % typ.
- piloot-spanning voor stereo:
  18 mV typ.
- indicatie-stroom: 75 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- SCA onderdrukking: 50 dB typ.
- vervorming: 0,5 % max.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-45: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TEA 5580.



Figuur 14/4.2-46: Standaard schakeling rond de TEA 5580.

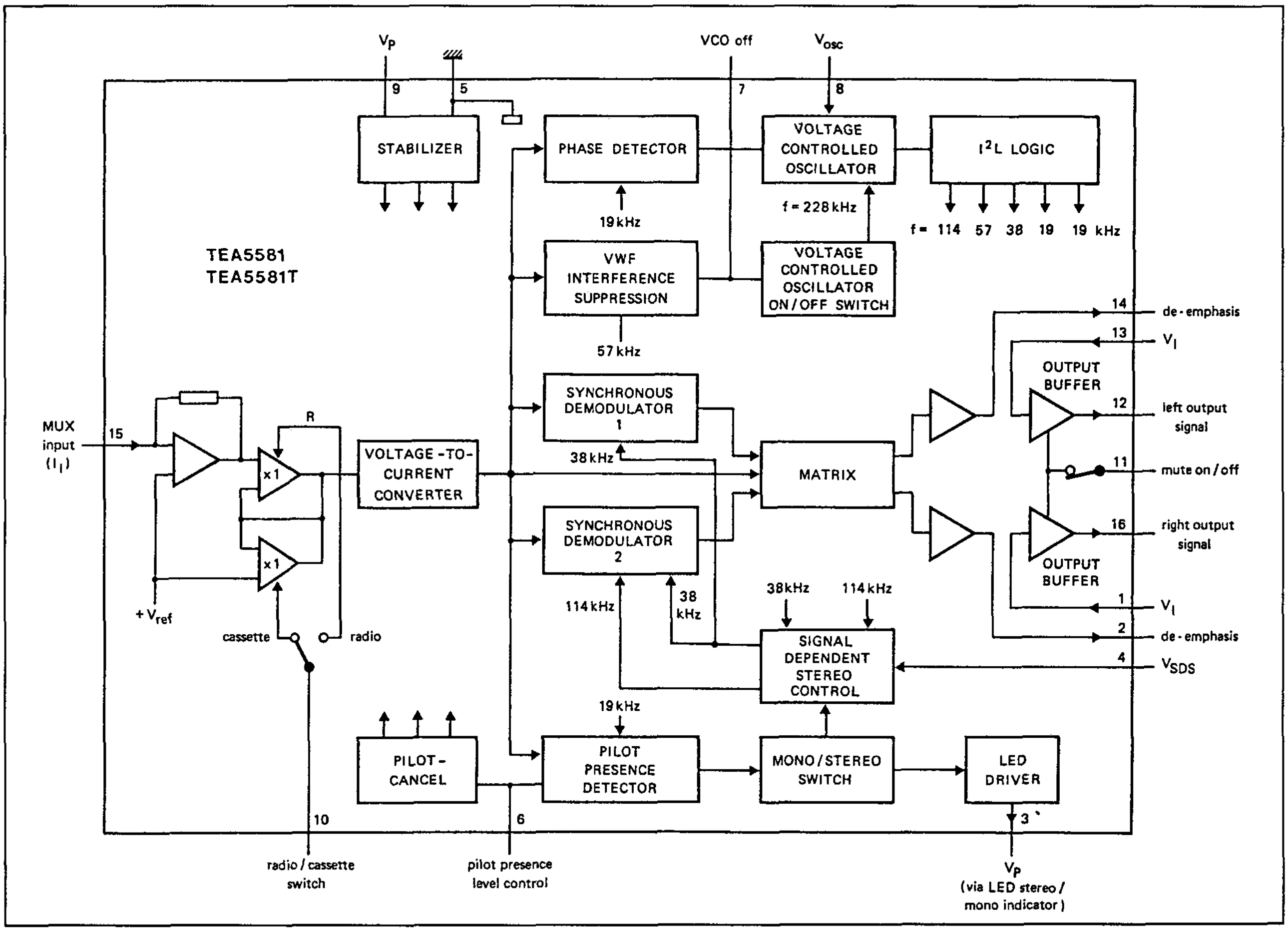
- blend-stroom:
  10 μA voor 1 dB scheiding
  100 μA voor 26 dB scheiding

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/4.2-46:

De standaard schakeling rond de TEA 5580.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-47: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TEA 5581.

TEA 5581
PLL, M/S-switch, mute + radio-cassette-switch

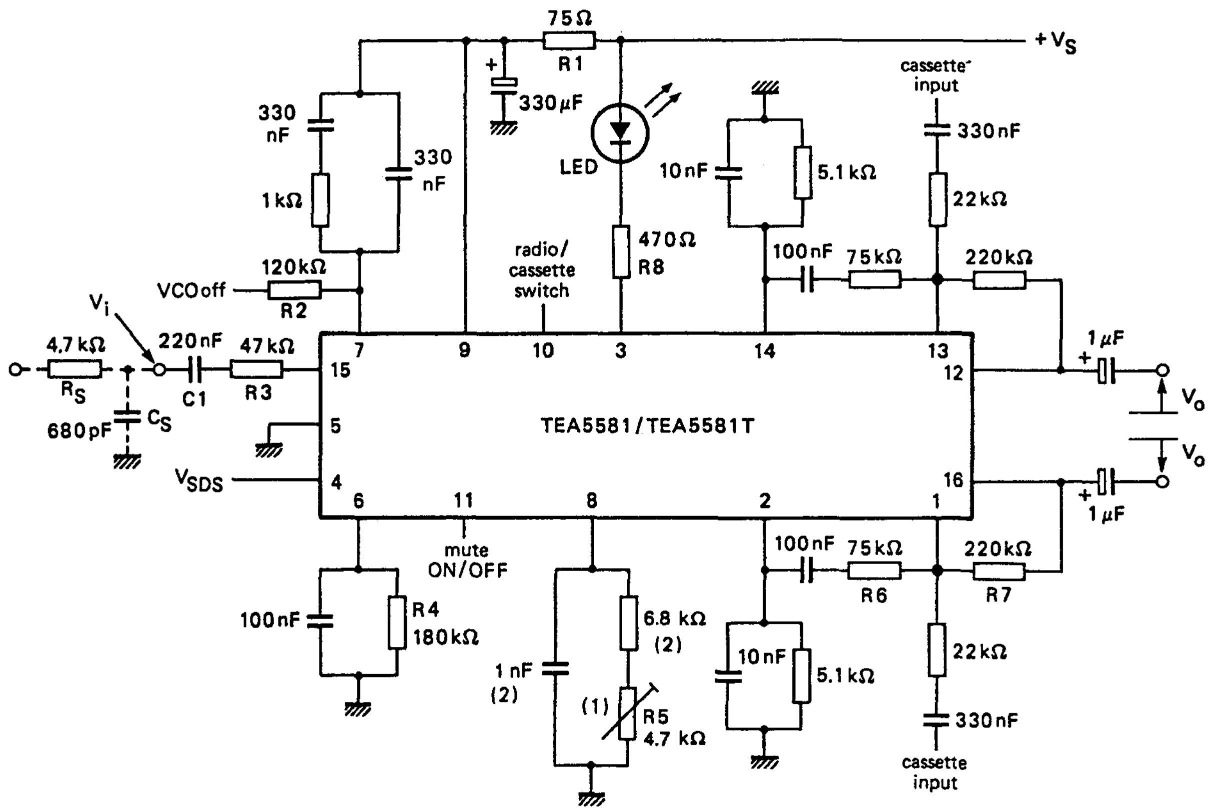
De TEA 5581 is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk.
Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 20 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt.
Er is een blend-faciliteit aanwezig, waarmee men de kanaalscheiding kan regelen met een externe stuurspanning.

De TEA 5581 biedt alle specificaties van de TEA 5580, maar is verder uitgerust met een source-selector, muting schakeling en uitgangsversterkers met instelbare versterkingsfactor.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-47
- intern blokschema: figuur 14/4.2-47
- voedingsspanning:
  +7,0 V min.
  +16 V max.
- voedingsstroom: 20 mA max.
- uitgangsimpedantie: 500 Ω typ.
- spanningsversterking: 10,0 dB typ.
- kanaalscheiding: 40 dB typ.
- onbalans: 1,0 dB max.
- capture range: +/-6,0 % typ.
- piloot-spanning voor stereo:
  14 mV typ.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 14/4.2-48: Standaard schakeling rond de TEA 5581.

- indicatie-stroom: 20 mA max.
- 19 kHz onderdrukking: 40 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- SCA onderdrukking: 50 dB typ.
- vervorming: 0,5 % max.
- blend-spanning:
  0,8 V voor 1 dB scheiding
  1,2 V voor 26 dB scheiding

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/4.2-48:

De standaard schakeling rond de TEA 5581.

TEA 5581 T

PLL, M/S-switch, mute + radio-cassette-switch

De TEA 5581 T is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een uitgang voor een indicator die met 20 mA belast kan worden. Eventueel aanwezige SCA-signalen worden onderdrukt. Er is een blend-faciliteit aanwezig, waarmee men de kanaalscheiding kan regelen met een externe stuurspanning.
De TEA 5581 T biedt alle specificaties van de TEA 5580, maar is verder uitgerust met een source-selector, muting schakeling en uitgangsversterkers met instelbare versterkingsfactor. De TEA 5581 T is de SMD-uitvoering van de TEA 5581.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: MINIDIL-16

- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-47
- intern blokschema: figuur 14/4.2-47

Voor de overige gegevens en voorbeeldschakeling wordt verwezen naar de TEA 5581.

TDA 7040 T

PLL, M/S-switch, blend

De TDA 7040 T is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar en een blend-faciliteit waarmee men de kanaalscheiding kan regelen met een externe stuurspanning.

De TDA 7040 T is speciaal ontwikkeld voor toepassing in draagbare apparatuur en kan al werken met een voedingsspanning van 1,8 V. Ook de stroomopname is geminimaliseerd. Het IC heeft bovendien een minimaal aantal externe componenten nodig.

Technische gegevens

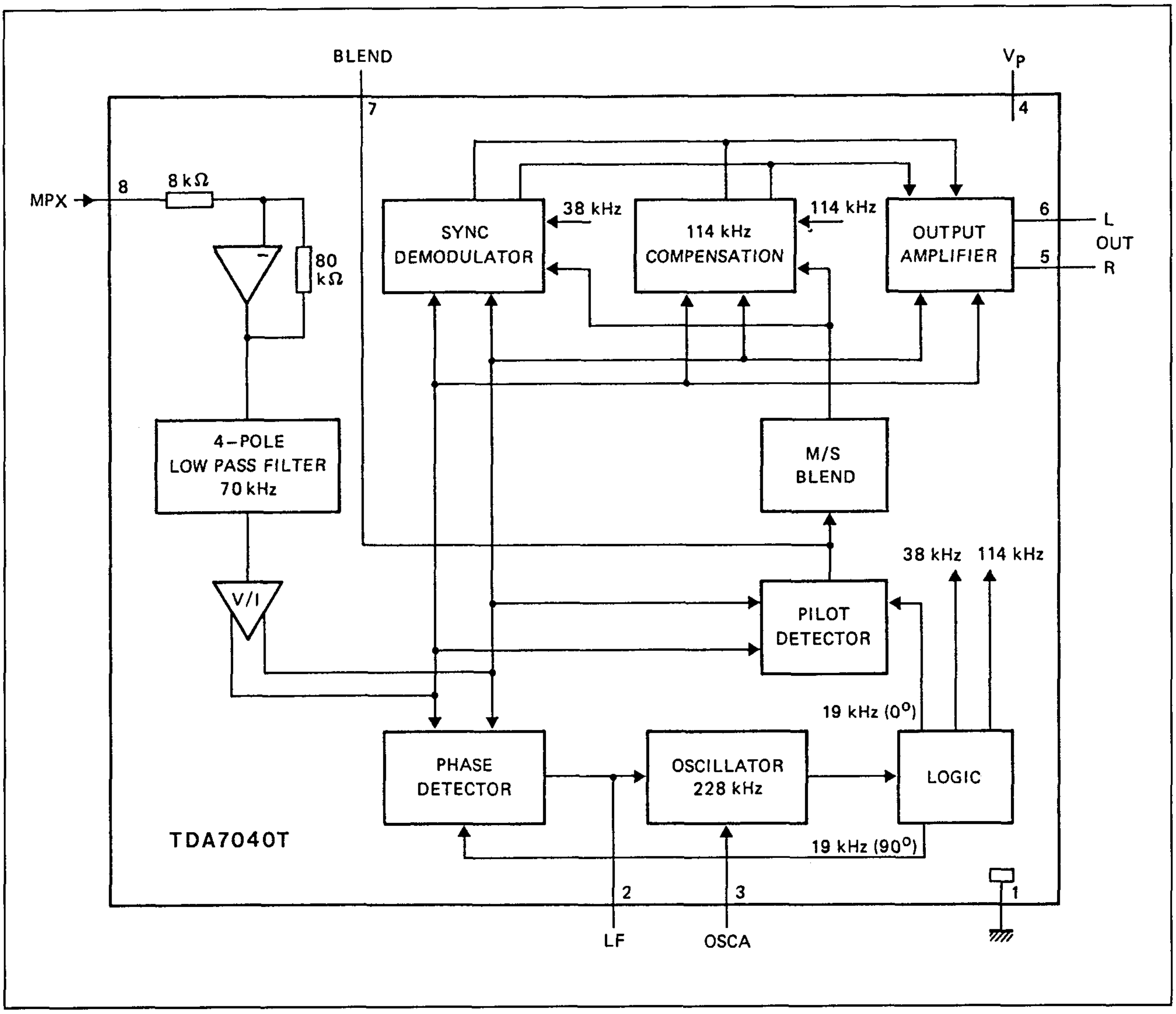
- fabrikant: Philips
- behuizing: MINIDIL-8
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-49
- intern blokschema: figuur 14/4.2-49
- voedingsspanning:
  +1,8 V min., +6 V max.
- voedingsstroom: 3 mA max.
- uitgangsimpedantie: 5 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 40 dB typ.
- onbalans: 1,0 dB max.
- capture range: +/-3,0 % typ.
- 19 kHz onderdrukking: 30 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 50 dB typ.
- vervorming: 0,3 % max.
- blend-spanning:

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/4.2-50:

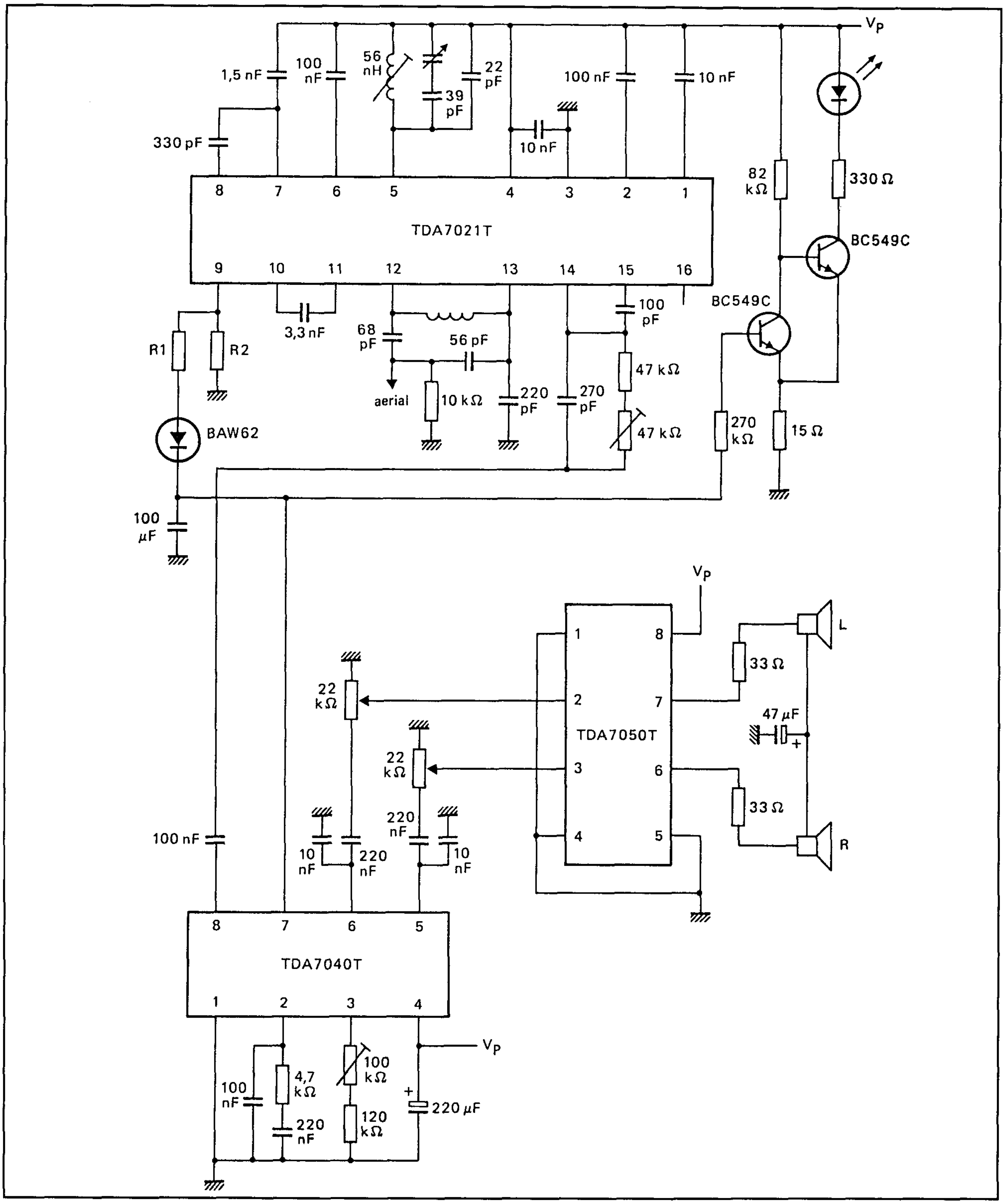
De standaard schakeling rond de TDA 7040 T, met een geïntegreerde eindversterker TDA 7050 T en een FM-signaalverwerker TDA 7021 T. Deze schakeling vormt een complete stereo-FM ontvanger in SMD-techniek!

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-49: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 7040 T.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 14/4.2-50: Een volledige stereo-FM ontvanger met de TDA 7040 T als stereo-decoder.

4.2 Type-beschrijving

TDA 7230 A

PLL, M/S-switch

De TDA 7230 A is een stereodecoder die werkt volgens het PLL-principe. De schakeling kan met één potentiometer worden afgeregeld. Spoelen zijn niet noodzakelijk. Het IC heeft een ingebouwde mono/stereo-schakelaar.
De schakeling bevat een ingebouwde hoofdtelefoon versterker, zodat dit IC gebruikt kan worden in walkman-schakelingen. De schakeling kan reeds werken met een voedingsspanning van 1,6 V en heeft een indicatie-uitgang die belast kan worden met 8 mA.

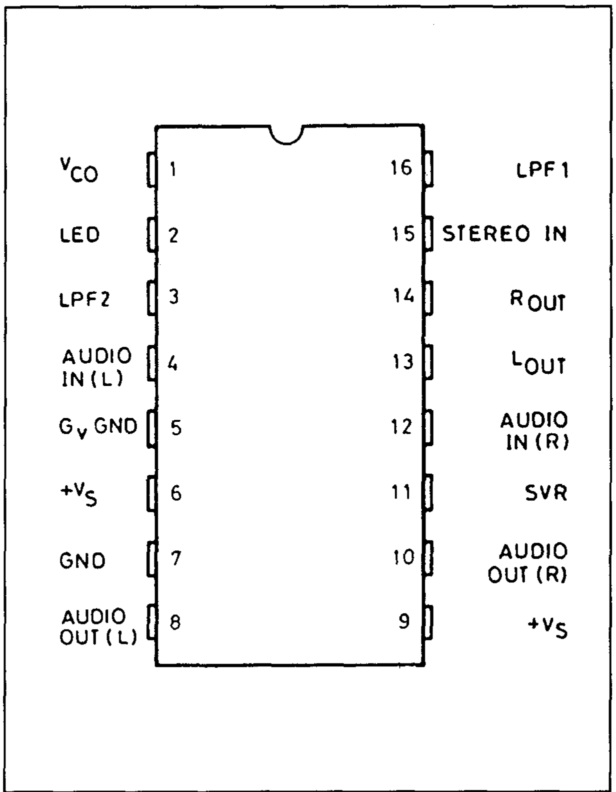
Technische gegevens

- fabrikant: SCG-Thomson
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/4.2-51
- intern blokschema: figuur 14/4.2-52
- voedingsspanning:
  +1,8 V min.
  +6 V max.
- voedingsstroom: 9,5 mA max.
- ingangsimpedantie: 20 kΩ typ.
- uitgangsimpedantie: 5 kΩ typ.
- kanaalscheiding: 35 dB typ.
- onbalans: 1,0 dB max.
- capture range: +/-3,0 % typ.
- 19 kHz onderdrukking: 32 dB typ.
- 38 kHz onderdrukking: 48 dB typ.
- vervorming: 0,5 % max.

Voorbeeld-schakeling

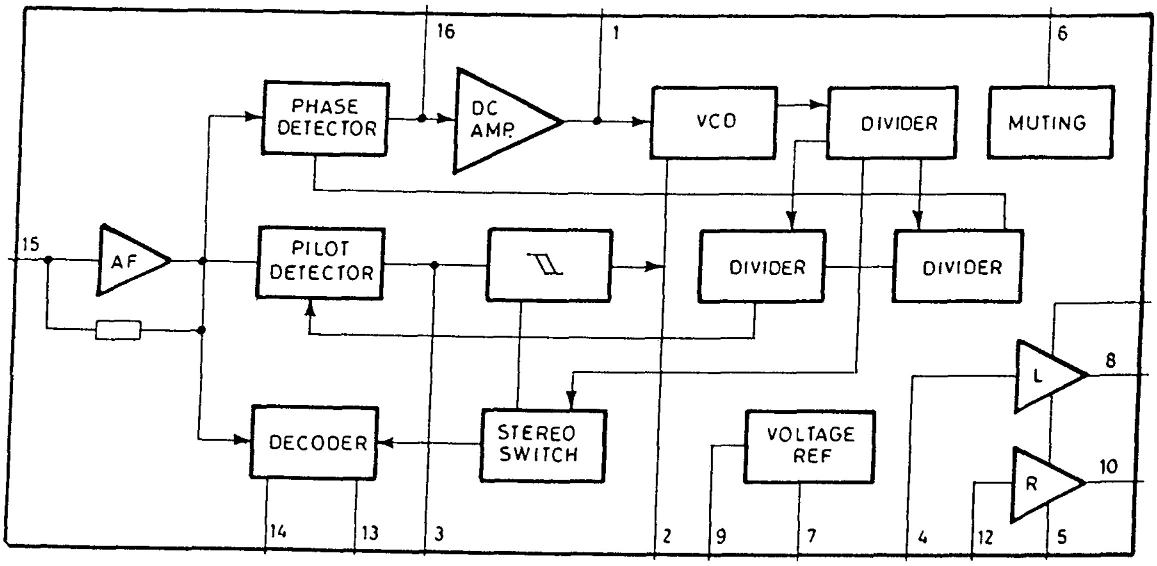
- figuur 15/4.2-53:

Schema van een complete miniatuur AM/FM-ontvanger, met de TDA 7230 A als stereo-decoder en driver voor een stereo hoofdtelefoon.

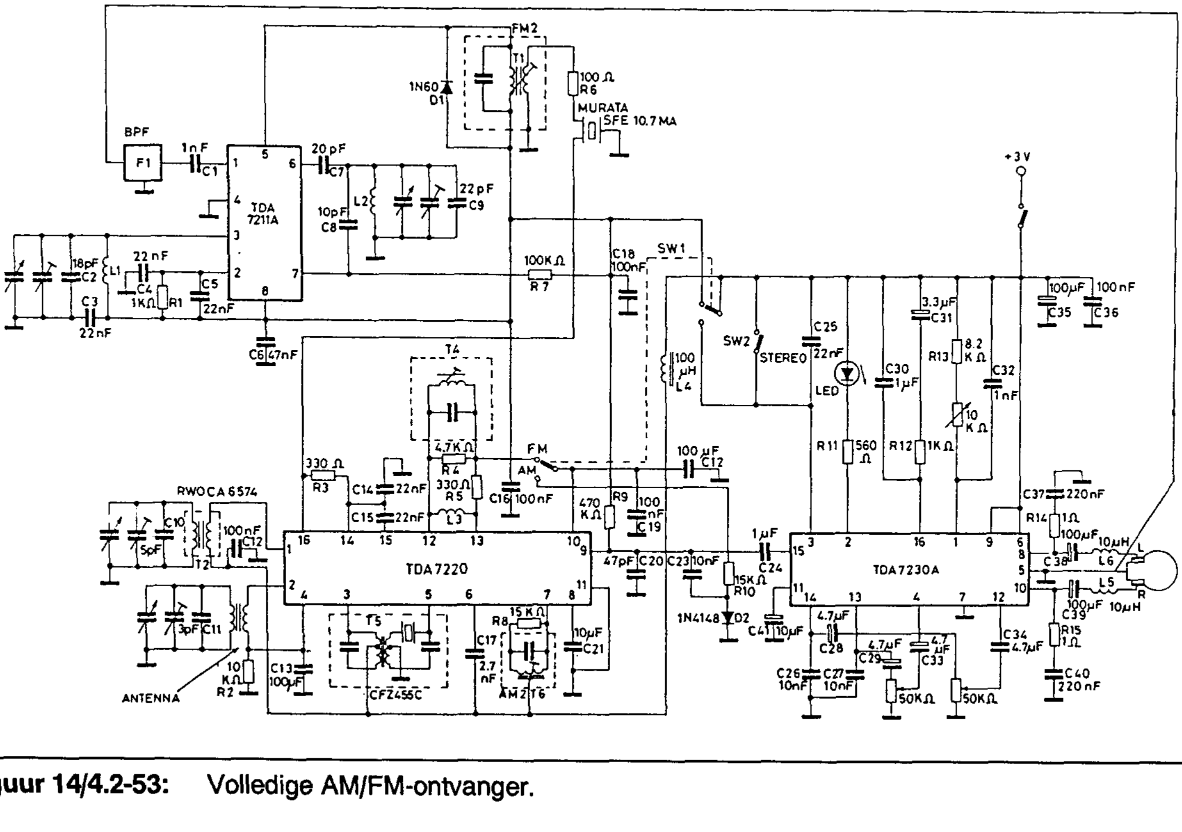


Figuur 15/4.2-51: Aansluitgegevens van de TDA 7230 A.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 15/4.2-52: Intern blokschema van de TDA 7230 A.



Figuur 14/4.2-53: Volledige AM/FM-ontvanger.

4.2 Type-beschrijving

15/5

Complete AM/FM-ontvangers en sub-systemen

Inhoud

15/5.1

Type-beschrijving AM-ontvangers

Opmerking

In verband met de complexiteit van deze IC's en de vele speciale in- en uitgangen wordt afgezien van het geven van een pen-identificatie tekening. De benamingen van deze pennen zijn toch volledig inhoudsloos zonder dat een blokschema ter beschikking staat. De pen-identificatie kan worden afgeleid van de interne blokschema's en voorbeeld-schakelingen.

CA 3123

AM-compleet, LC-afstemming

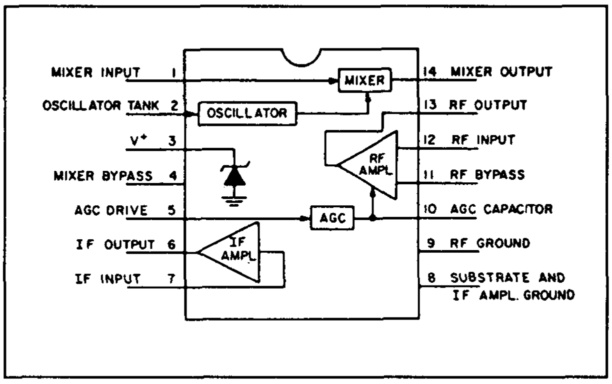
AM-ontvanger volgens het super-heterodyne principe, met HF-voorversterker, oscillator, menger, middenfrequent versterker en AGC-schakeling. Het IC is speciaal ontwikkeld voor het samenstellen van batterijgevoede ontvangers.

Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: DIL-14
- intern blokschema: figuur 15/5.1-1
- intern schema: figuur 15/5.1-2
- voedingsspanning: +9 V max.
- voedingsstroom: 35 mA
- gevoeligheid: 5 μV max.
  2,5 μV typisch
  (30% modulatie, 11 mV uit aan pen 6, 1 MHz signaal)
- signaal-ruis verhouding: 43 dB
- vervorming bij oversturing: < 10%
  (1 MHz signaal, 90% modulatie, ingang 400 mV)
- ingangs-impedantie
  pen 12: 750 Ω // 80 pF
  pen 7: 950 Ω // 35 pF
  pen 1: 2 kΩ // 6 pF
- uitgangs-impedantie
  pen 13: 2 MΩ // 6 pF
  pen 6: 10 kΩ // 3 pF
  pen 14: 2 MΩ // 2 pF

Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.1-3 geeft de CA 3123 in een AM-ontvanger met inductieve afstemming door middel van verplaatsbare ferriet-kernen in de spoelen van de antenne-kring, de oscillator en de HF-versterker.



Figuur 15/5.1-1: Intern blokschema CA 3123.

LM 1820

verouderde uitvoering van LM 3820

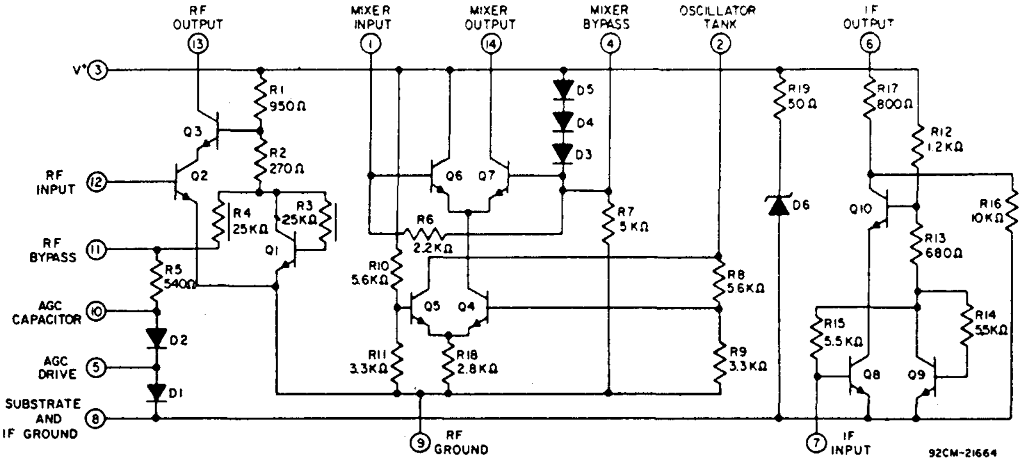
Dit IC is ondertussen vervangen door de functie- en pen-compatibele LM 3820, zie aldaar.

LM 1863

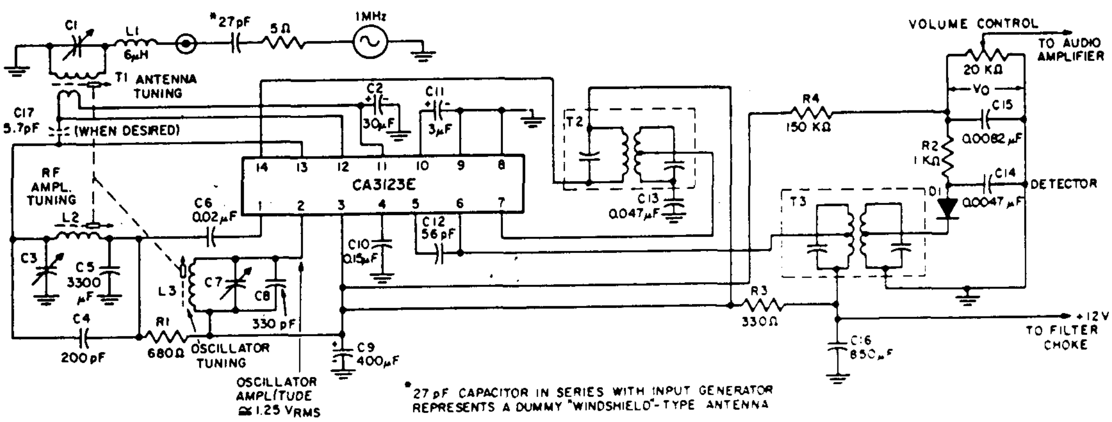
AM-compleet, DC-afstemming

Kwalitatief hoogwaardige AM-ontvanger met afstemming door middel van gelijkspan-

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers

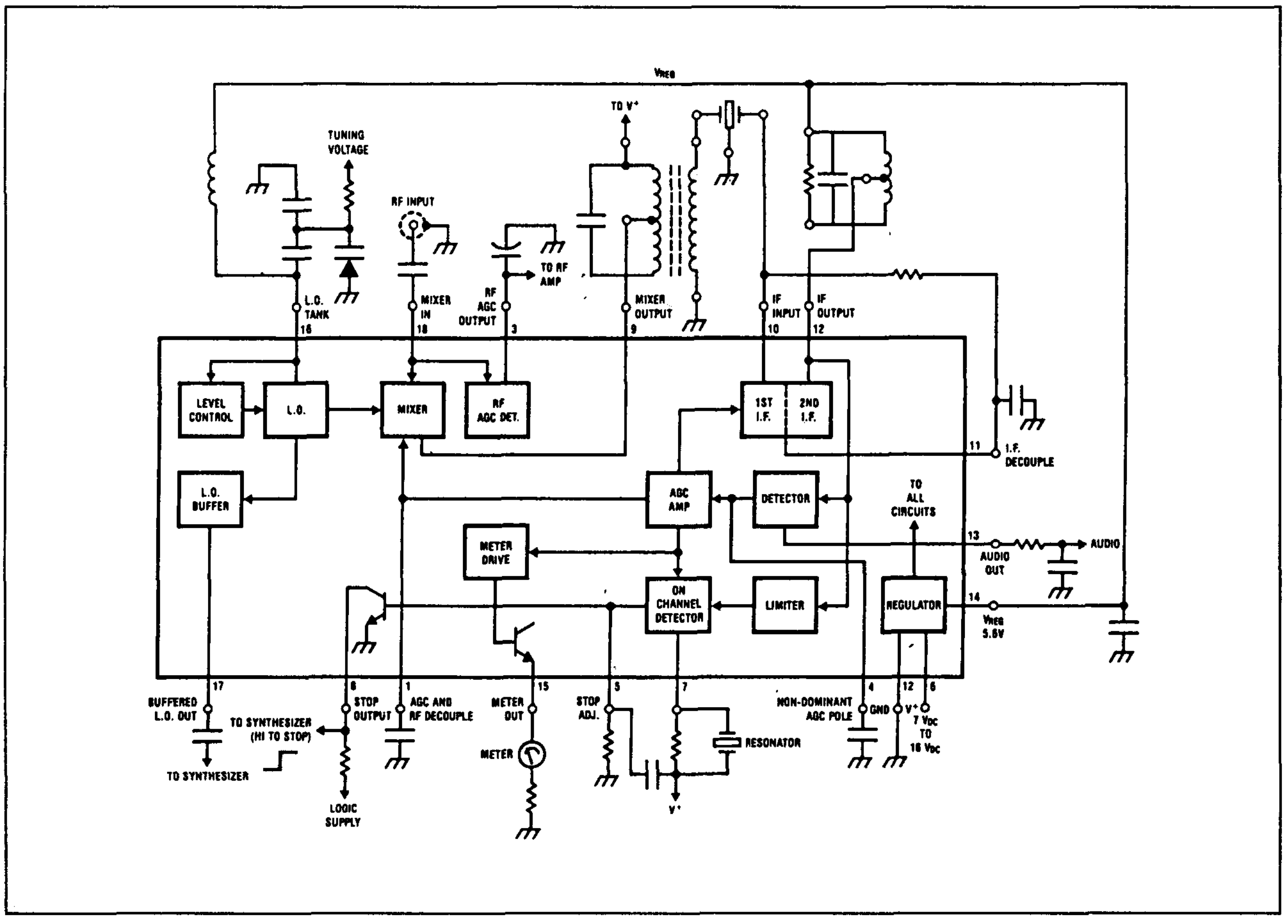


Figuur 15/5.1-2: Intern schema van de CA 3123.



Figuur 15/5.1-3: De CA 3123 als hart van een AM-ontvanger met inductieve afstemming.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers



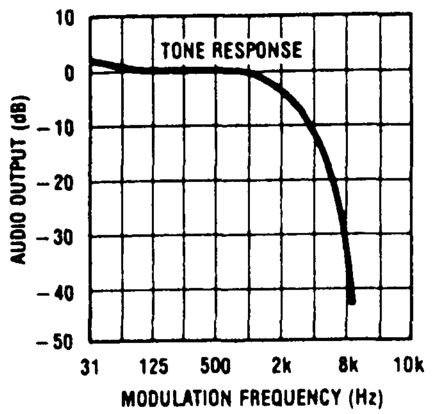
Figuur 15/5.1-4: Intern blokschema van de LM 1863.

ning. Het IC heeft een ingebouwde schakeling (stop-detector) die een signaal aflevert als de ontvanger goed op een zender is afgestemd en waarmee men een automatische zender-selectie-schakeling kan besturen. Het IC levert een AGC-signaal voor het regelen van de versterking van de eventueel toegepaste HF-voorversterker en een uitgang voor een afstemmings-meter. Het IC heeft een interne spanningsstabilisator die een spanning van ongeveer 5,6 V opwekt.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-18
- intern blokschema: figuur 15/5.1-4
- voedingsspanning: +16 V max.
+12 V aanbevolen
+7 V min.
- voedingsstroom: 10 mA max.
- stabilisatie-uitgang: 5,6 V
- gevoeligheid voor 6 mV_{eff} audio: 7,5 μV, voor 20 dB S/N-ratio: 30 μV max.
- signaal ruis verhouding: 54 dB max.
- totale harmonische vervorming:
2% max.
0,63% typisch
- audio-uitgang voor 10 mV in: 160 mV
- indicatie-spanning: 100 μV in $\rightarrow$ 0,5 V
10 mV in $\rightarrow$ 4,6 V
- impedantie ind.-uitgang: 825 Ω
- oversturings-vervorming: 7,5% bij 50 mV in
- uitgangsspanning oscillator: 125 mV_{eff}
- stop-detector drempel: 40 μV max.
- stop-detector frequentie-venster: 5,5 kHz
- audio doorlaatband: figuur 15/5.1-5

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers

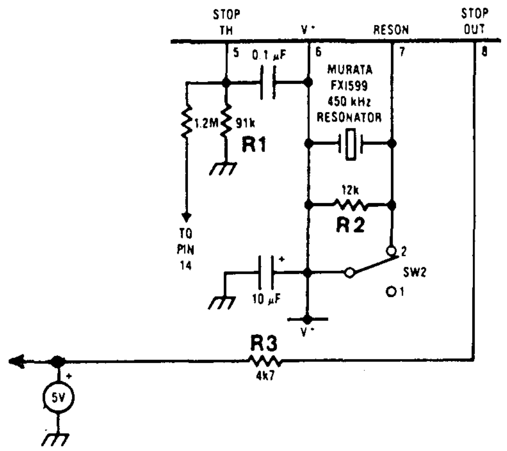


Figuur 15/5.1-5: Laagfrequent doorlaatband van de LM 1863.

Nadere gegevens

- STOP-detector:
  Deze schakeling heeft twee selectie-criteria:
  - het RF-signaal moet voldoende sterk zijn om de zender met een redelijk verstaanbare kwaliteit te kunnen ontvangen. Deze drempel is afhankelijk van de waarde van weerstand R1 in het deelschema van figuur 15/5.1-6. Het vergroten van deze weerstand heeft een verlaging van de drempel tot gevolg.
  - de locale oscillator moet zo worden afgestemd, dat de zender precies op de draaggolf-frequentie wordt ontvangen. De breedte van het frequentie-venster waarbinnen aan deze voorwaarde is voldaan, is afhankelijk van de waarde van weerstand R2. Vergroten van deze weerstand heeft een kleiner venster tot gevolg.

  Als aan beide voorwaarden voldaan is zal de STOP OUT op pen 8 hoog worden. Deze pen is intern van het open collector-type en moet via een weerstand R3 met een positieve spanning van maximaal 16 V verbonden worden. Deze positieve spanning kan worden gebruikt voor het besturen van een automatische zenderzoekschakeling.



Figuur 15/5.1-6: Instellen van de STOP-detector.

Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.1-7 geeft het schema van een spanningsgestuurde AM-ontvanger met HF-voorversterker en afstem-indicator. De afstemspanning ligt tussen de 1 en 9,5 V voor een frequentie-band tussen 980 en 2060 kHz.

LM 3820

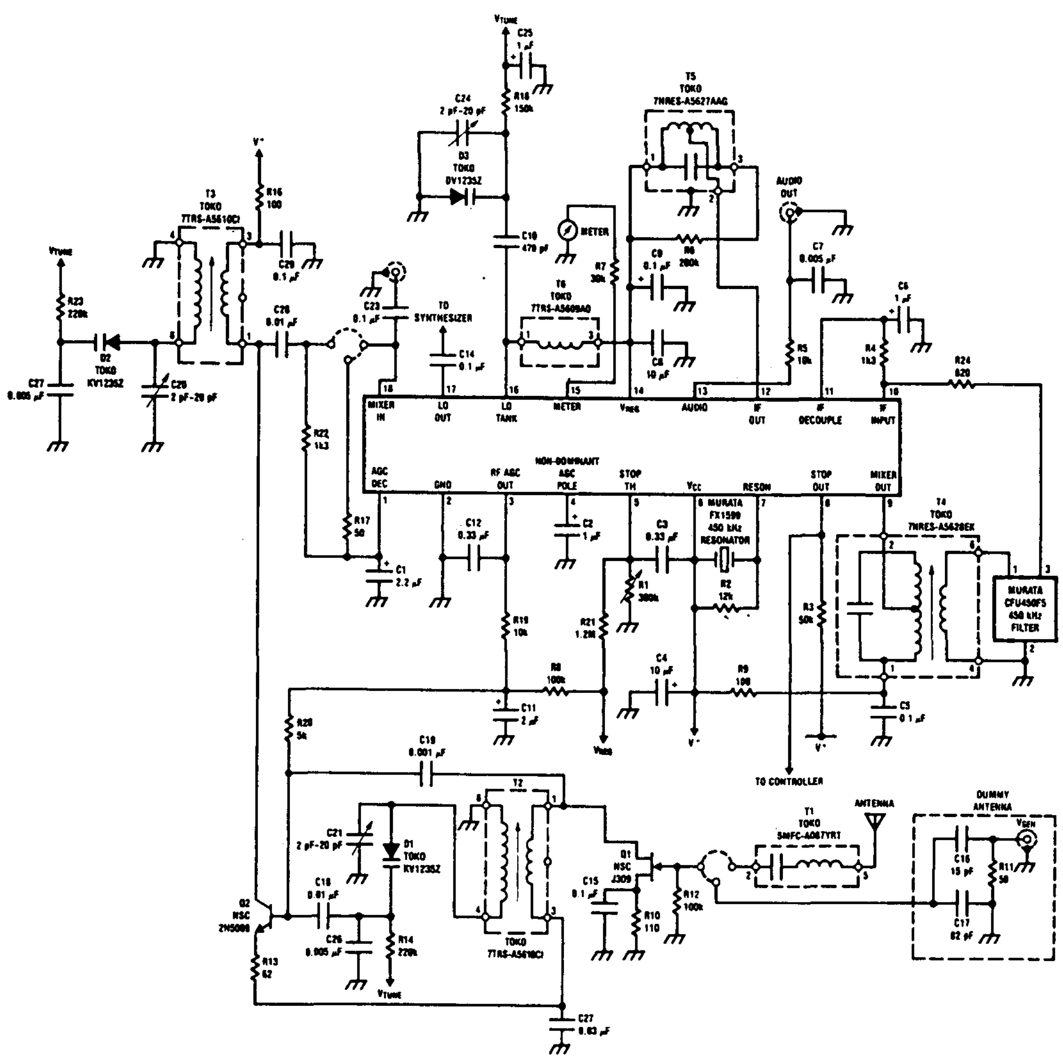
AM-compleet, LC-afstemming

Dit IC bevat een HF-versterker, een oscillator, een mengtrap, een MF-versterker, een AGC-schakeling en een interne referentie. De demodulator moet extern worden aangebracht. Dit IC is een vernieuwde en verbeterde versie van de LM 1820, maar is functie- en pen-compatible.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- intern blokschema: figuur 15/5.1-8
- voedingsspanning: +16 V max.
  + 6 V aanbevolen
- voedingsstroom: 35 mA max.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers



Figuur 15/5.1-7: Spanningsgestuurde AM-ontvanger met afgestemde HF-voorversterker.

- interne zener-spanning: +7,5 V typisch
- gevoeligheid: 15 á 70 μV
  (1 MHz signaal, 10 mV LF-uit, 30% modulatie)
- signaal-ruis verhouding: 28 dB
  (1 MHz signaal, 30% modulatie, 100 μV ingang)
- oversturings-vervorming: 10% max.
  (1 MHz signaal, 90% modulatie, 30 mV ingang)

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/5.1-9:

Basis-schema van een draagbare AM-ontvanger met capacitieve afstemming. De voedingsspanning moet kleiner zijn dan de doorslagspanning van de interne zener-diode, omdat deze zonder serie-weerstand tussen pen 3 en de massa is geschakeld. Bij hogere voedingsspanningen moet men een weerstand in serie met de voeding opnemen.
Men kan de gestippelde weerstand R_{AGC} in het schema aanbrengen, waardoor de interne AGC wordt uitgeschakeld en de schakeling een groter LF-signaal produceert. De condensator C_{AGC} moet dan verwijderd worden.

- figuur 15/5.1-10:

Auto-radio met inductieve afstemming door middel van spoelen met verplaatsbare kernen. De voeding van maximaal +14 V wordt door middel van een serie-weerstand van 330 Ω op de schakeling aangesloten en via de interne zener gestabiliseerd op 7,5 V.

- figuur 15/5.1-11:

Toepassing van een LM 1(3)820 in een commerciële ontvanger/versterker met volledige integratie door:

- LM 1(3)820 als AM-ontvanger;
- LM 3089 als FM sub-systeem;
- LM 1800 als stereo-decoder;
- LM 382 als LF voorversterker;
- LM 378 als LF eindversterkers.

TDA 1072

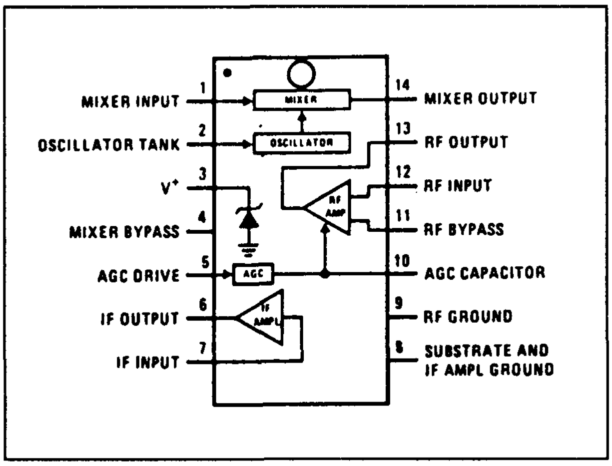
AM-compleet, LC-afstemming

Ontwikkeld voor gebruik in auto-ontvangers biedt dit IC een geregelde HF-versterker, een oscillator, menger, MF-versterker, detector en emittervolger LF-buffer. De schakeling heeft een uitgang voor een afstem-indicator en een stuur-ingang, waarmee men bij gecombineerde AM/FM-ontvangers de schakeling kan de-activeren als men voor FM kiest. Deze laatste functie noemt de fabrikant STANDBY SWITCH. De oscillator kan zowel met condensatoren of spoelen als met gelijkspanning worden afgestemd.

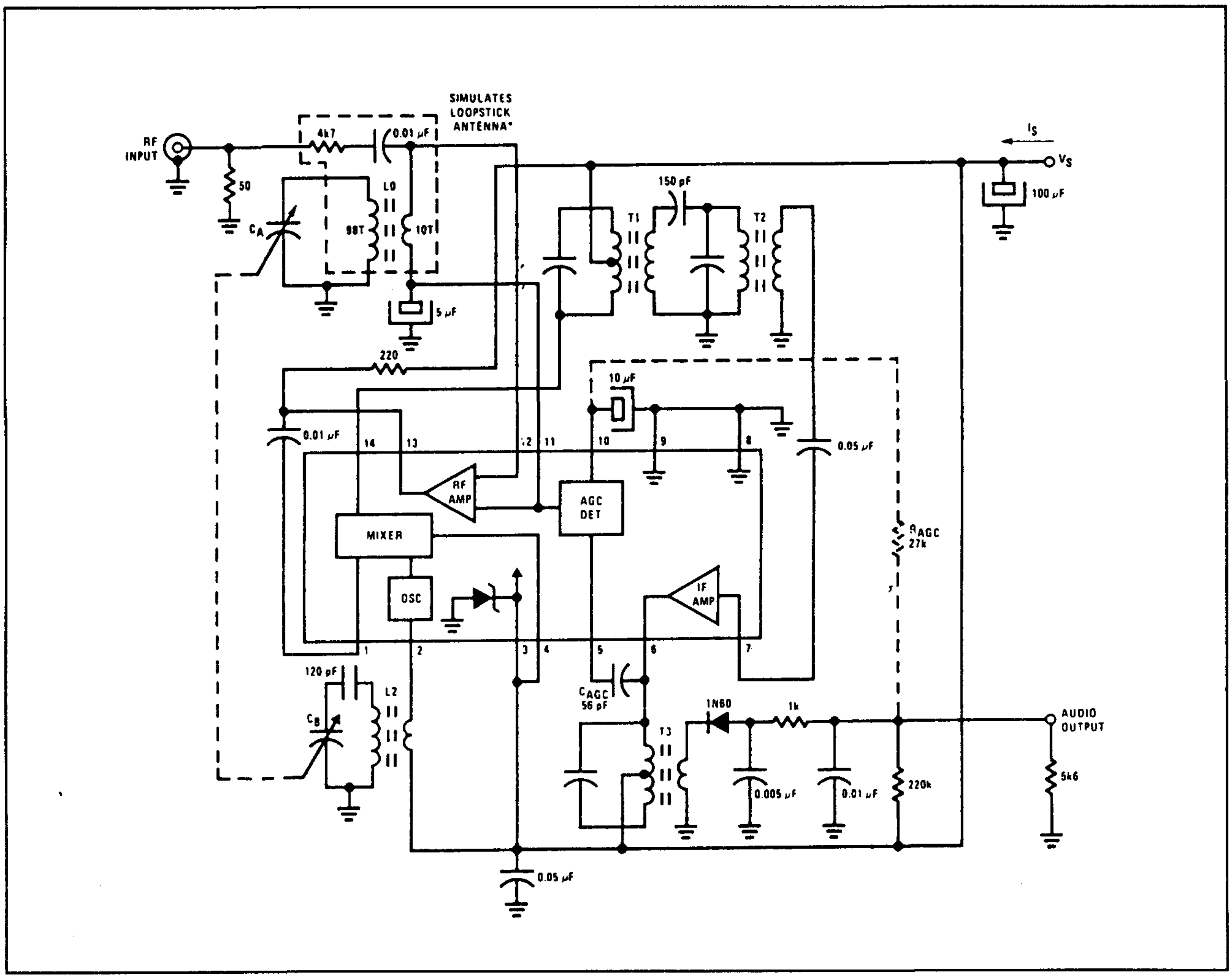
Technische gegevens

- fabrikant: Philips, Telefunken
- behuizing: DIL-16
- intern blokschema: figuur 15/5.1-12
- voedingsspanning: +18 V max.
  +8,5 V aanbevolen
  +7,5 min.
- voedingsstroom: 30 mA max.
- HF-versterker
  - ingangs-impedantie: 5,5 kΩ // 25 pF
  - uitgangs-impedantie: 500 kΩ // 22 pF
  - AGC-bereik: 30 dB
  - spannings-bereik: 500 mV_{eff} voor 3% vervorming
- oscillator
  - frequentie-bereik: 0,6 → 60 MHz
  - spanning op pen 10: 320 $mV_{top\ tot\ top}$
  - uitgangs-impedantie (pen 10): 170 Ω
- MF-versterker
  - ingangs-impedantie: 3,9 kΩ // 7 pF
  - spannings-bereik: 90 mV voor 3% vervorming
  - spannings-versterking (zonder AGC): 68 dB
  - AGC-bereik: 55 dB
- LF-buffer
  - uitgangs-impedantie: 3,5 kΩ
  - uitgangs-spanning: 310 mV bij 1 mV_{MF} in
- indicator-driver
  - impedantie: 1,5 kΩ
  - spanning: 20 mV → 3,1 V
- STANDBY
  - AAN-spanning: 2,0 V max.
  - UIT-spanning: 3,5 V min.
- systeem-gegevens
  - gevoeligheid:
    S/N = 6 dB → 1,5 μV

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers



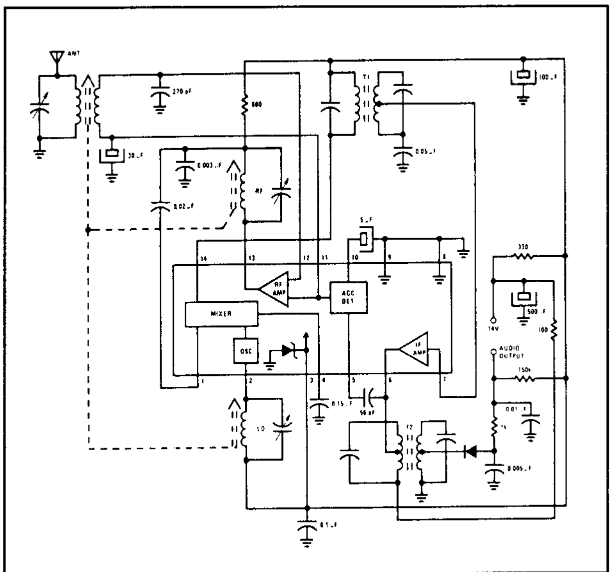
Figuur 15/5.1-8: Intern blokschema LM 3820 en LM 1820.



Figuur 15/5.1-9: AM-ontvanger met capacitieve afstemming.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers

S/N = 26 dB → 15 μV
S/N = 46 dB → 150 μV
- start van AGC: 30 μV
- oversturings-vervorming: 10% bij 900 mV
- AGC-werking: 86 dB ΔU_{IN} → 1 dB Δ_{LF}
- LF-uitgang: 130 mV bij 4 μV in
- signaal-ruis verhouding: 58 dB (100 mV in)
- harmonische vervorming: 1%
  (500 mV in, 30% modulatie)



Figuur 15/5.1-10: Auto-radio met inductieve afstemming.

Voorbeeld-schakelingen
- figuur 15/5.1-13:
Auto-radio met afstemming door middel van varicap dioden en elektronische omschakeling tussen lange en midden golf. De extern samengestelde voorversterkers worden gestuurd door het AGC-signaal van het IC.
- figuur 15/5.1-14:
Eenvoudige MG-ontvanger met capacitieve afstemming.
- figuur 15/5.1-15:
Afstemming door middel van regelbare spoelen.
- figuur 15/5.1-16:
Verschillende uitvoeringen van het middenfrequent filter dat opgenomen moet worden tussen de uitgang van de menger (pen 1) en de ingang van de MF-versterker (pennen 3 en 4).

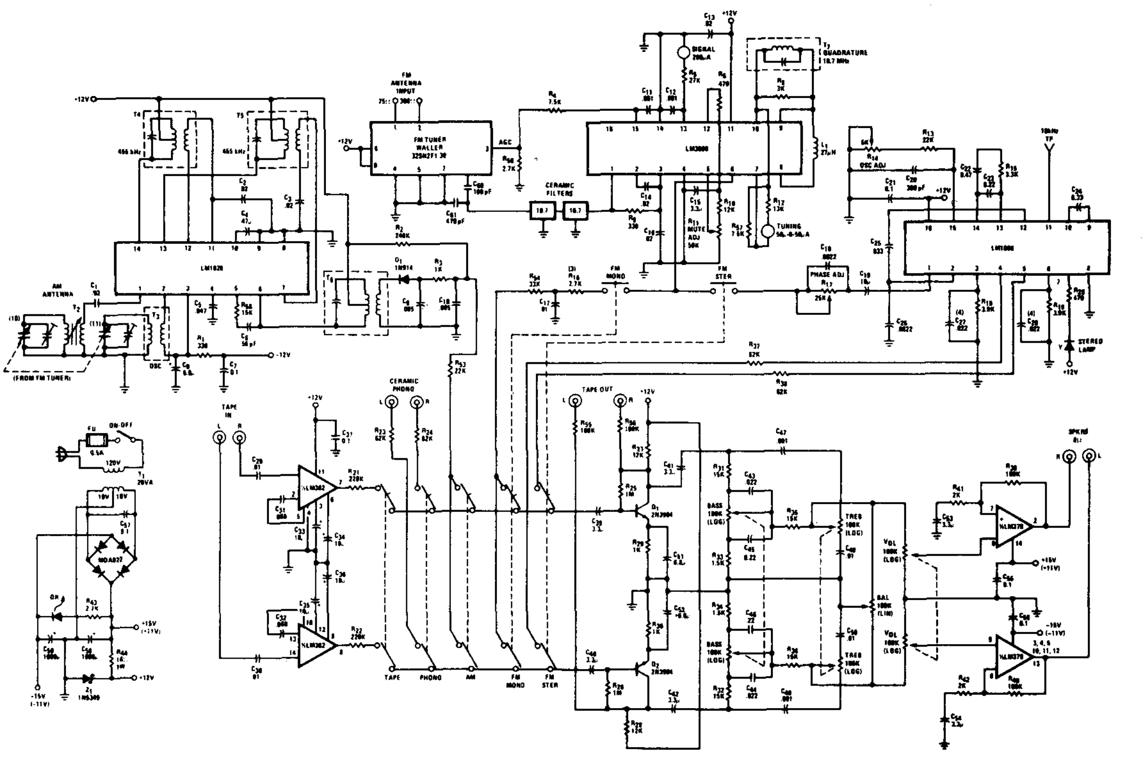
TEA 5550
AM-compleet, LC-afstemming
Met dit IC kan men met een minimaal aantal externe componenten een volledige AM-ontvanger samenstellen. Het IC bevat een AVC-geregelde HF-voorversterker, een oscillator, een menger, een AVC-geregelde MF-versterker, een detector, een interne zener-referentie en een STANDBY-schakeling, waarmee men het IC kan de-activeren.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- intern blokschema: figuur 15/5.1-17
- voedingsspanning: +18 V max.
  +14,5 V aanbevolen
  +10 V min.
- voedingsstroom: 50 mA max.
- stabilisatie-spanning: 8 tot 9,2 V
- stabilisatie-stroom: 100 mA max.
- gevoeligheid:
  S/N = 6 dB → 1,3 μV
  S/N = 26 dB → 20 μV
  S/N = 46 dB → 160 μV
- oversturings-vervorming: 10% bij 400 mV
- AGC-werking: 86 dB ΔU_{IN} → 10 dB ΔU_{LF}
- LF-uitgang: 180 mV bij 10 mV in
- harmonische vervorming: 1,2%
  (16 μV in, 30% modulatie)

Voorbeeld-schakelingen
- figuur 15/5.1-18:
Eenvoudige AM-ontvanger met inductieve afstemming door middel van verplaatsbare spoel-kernen.
- figuur 15/5.1-19:
AM-ontvanger met verhoogde selectiviteit en gevoeligheid door het toepassen van twee afgestemde LC-kringen in de HF-voorversterker.

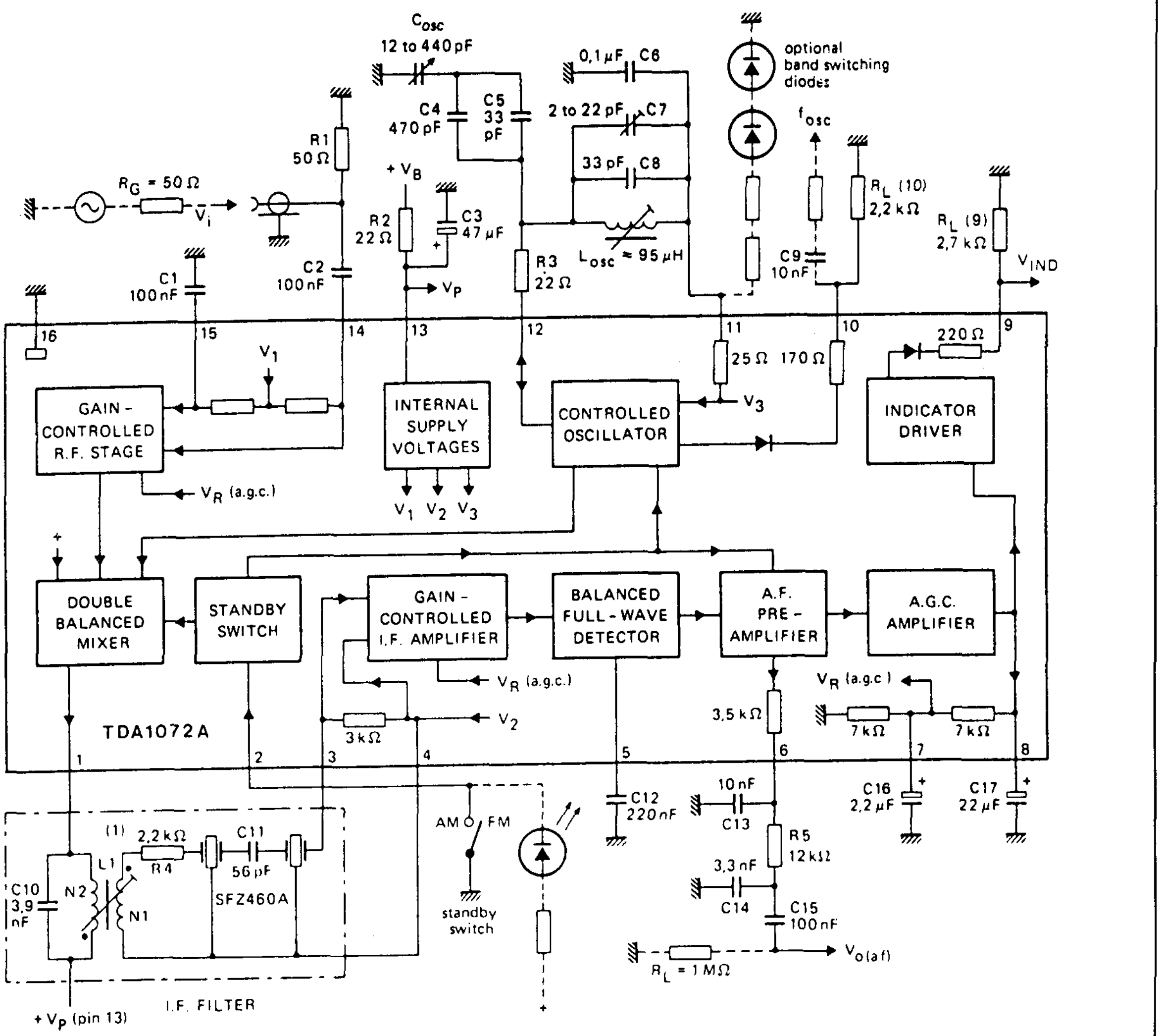
TCA 440
AM-compleet, LC-afstemming
Bevat een geregelde HF-voorversterker, een gebalanceerde menger, afzonderlijke oscillator en MF-versterker met AVC.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers



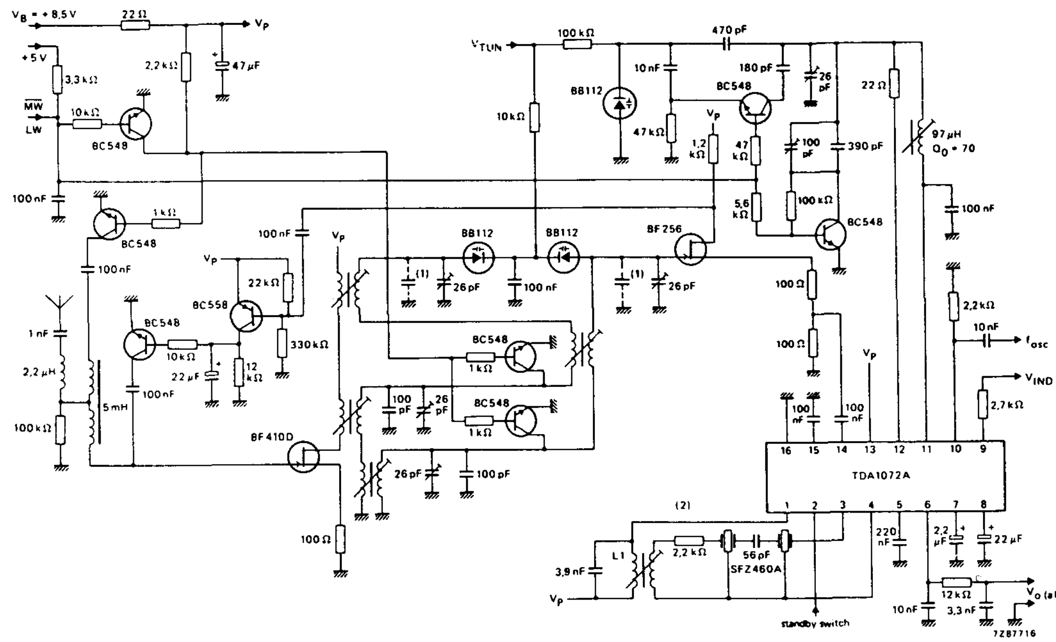
Figuur 15/5.1-11: Commerciële ontvanger met LM 1820 of 3820.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers

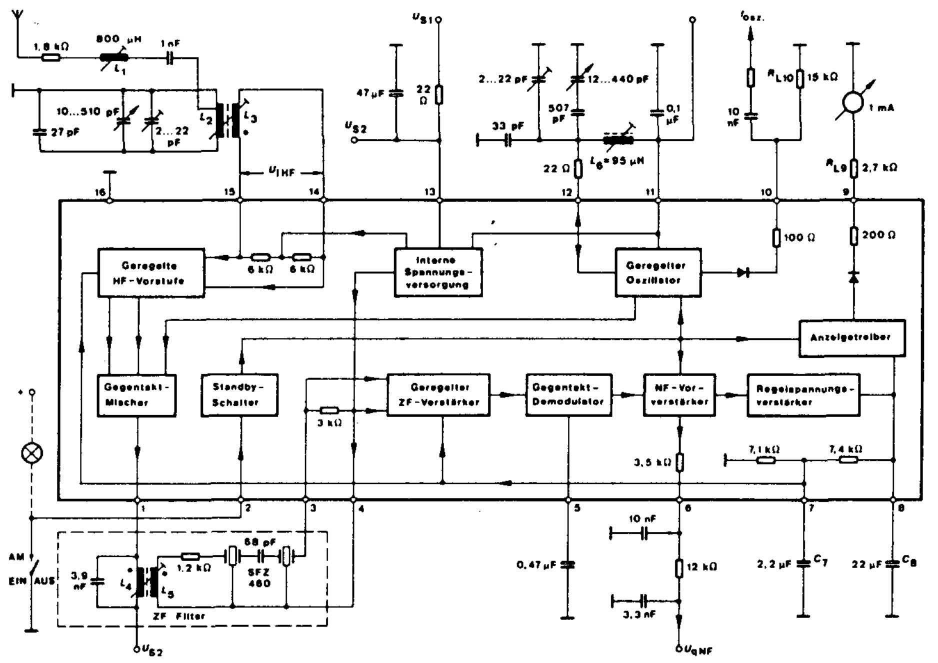


Figuur 15/5.1-12: Intern blokschema van de TDA 1072.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers

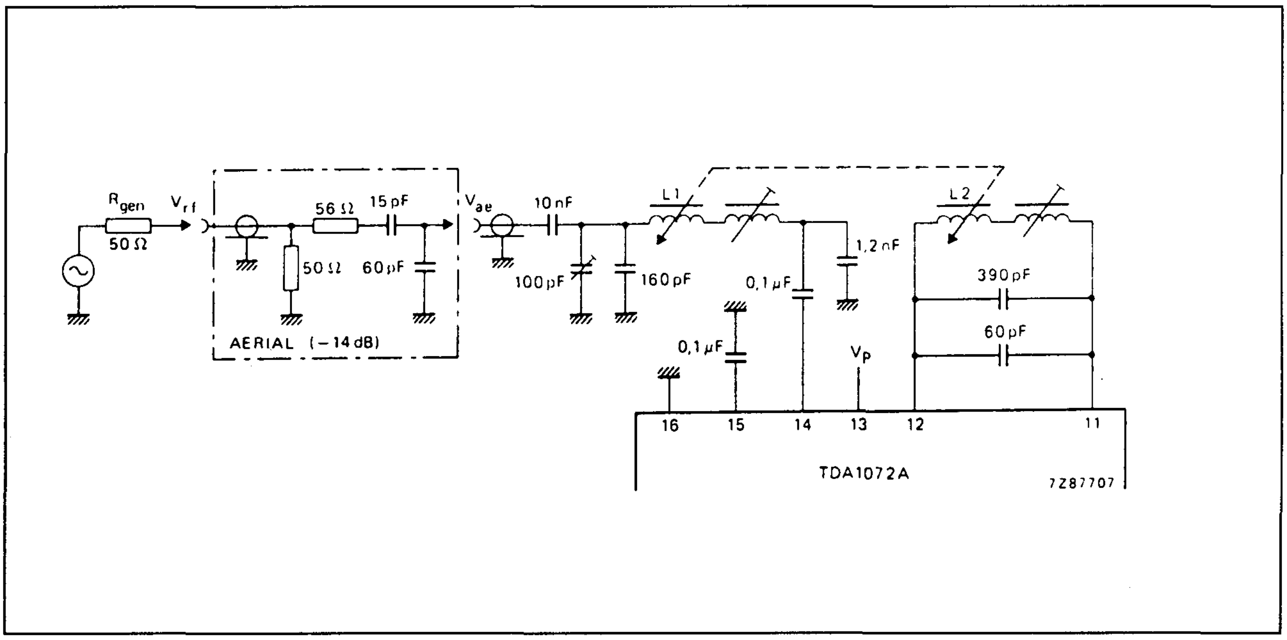


Figuur 15/5.1-13: Auto-radio met varicap-afstemming.

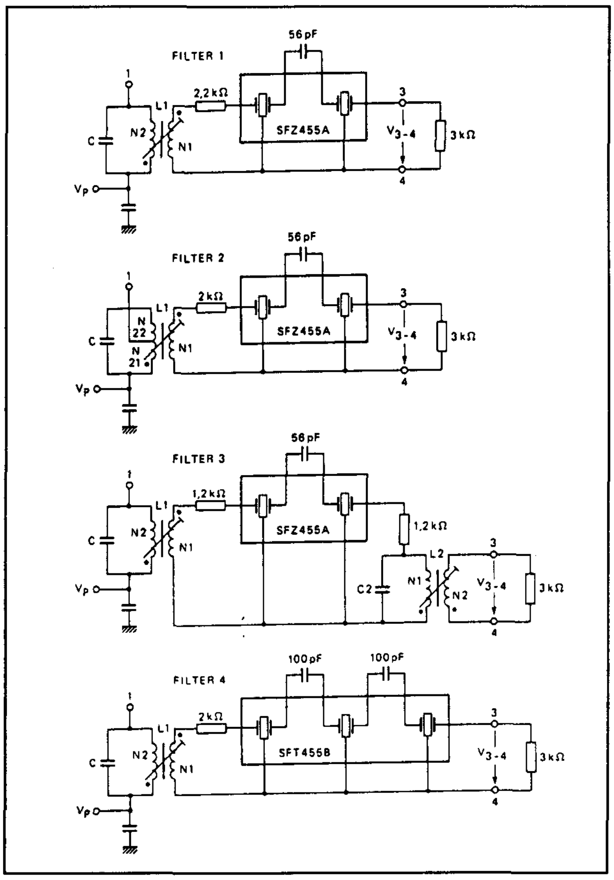


Figuur 15/5.1-14: MG-ontvanger met capacitieve afstemming.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers

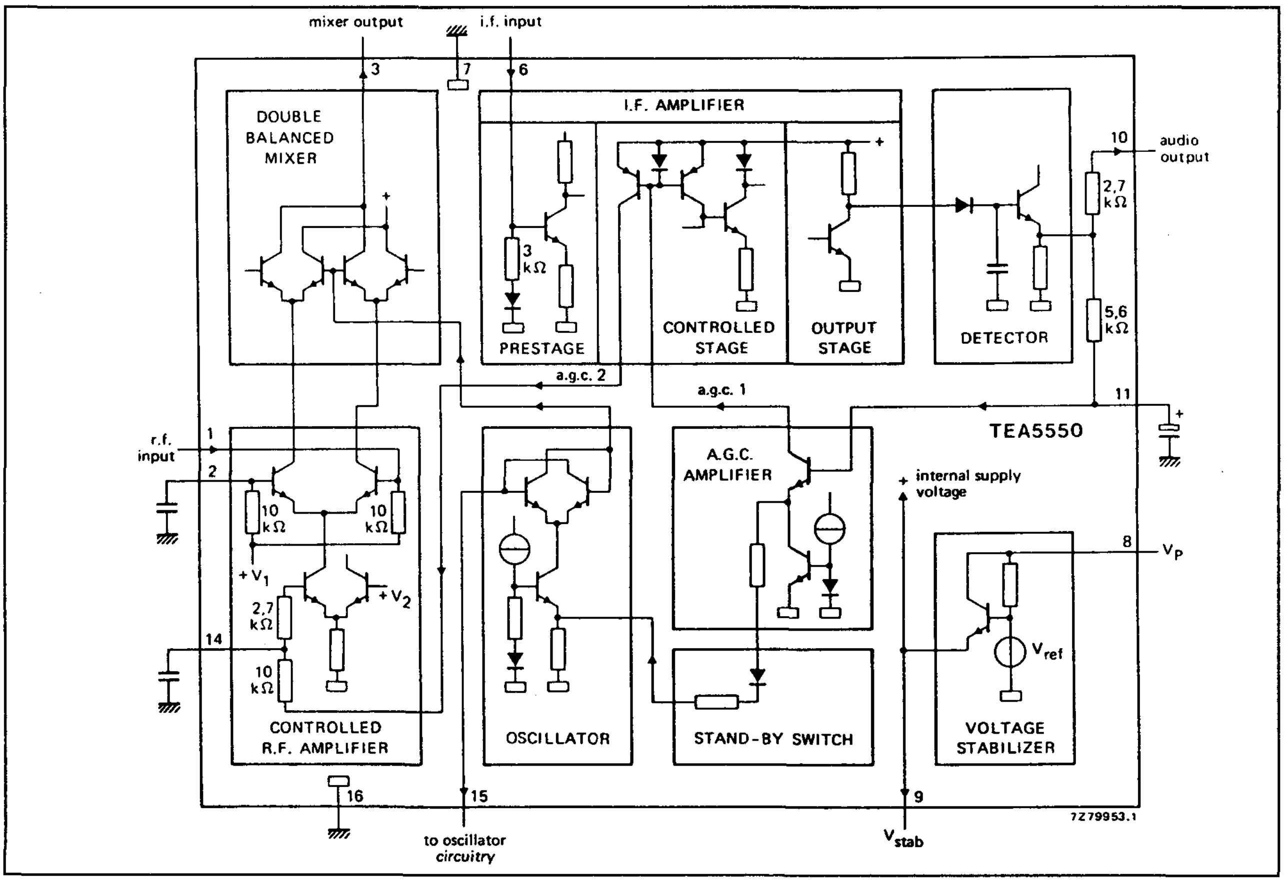


Figuur 15/5.1-15: Hetzelfde schema, maar nu met inductieve afstemming.

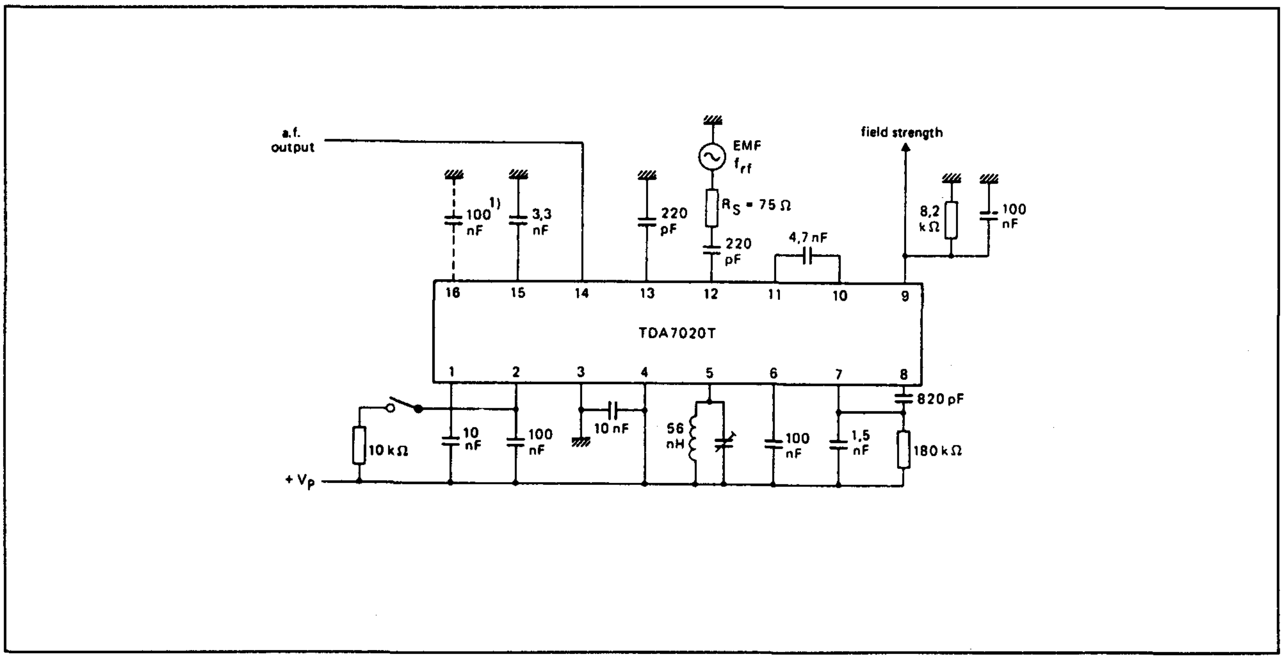


Figuur 15/5.1-16: Bruikbare uitvoeringen van MF-filters.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers

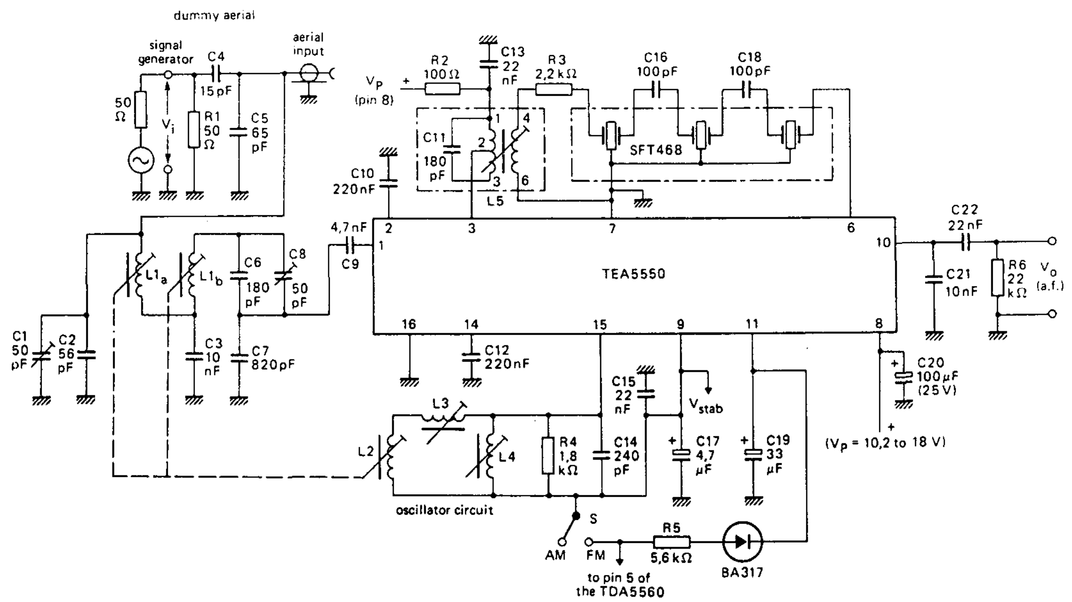


Figuur 15/5.1-17: Intern blokschema TEA 5550.



Figuur 15/5.1-18: AM-afstemmer met inductieve regeling.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers



Figuur 15/5.1-19: AM-radio met twee afgestemde HF-kringen.

Technische gegevens

- fabrikant: Signetics
- behuizing: DIL-16
- intern blokschema: figuur 15/5.1-20
- voedingsspanning: +15,0 V max.
  +4,5 V min.
- voedingsstroom: 12 mA max.
- frequentie-bereik: 50 MHz max.
- gevoeligheid:
  6 dB S/R-verhouding: 1 μV
  26 dB S/R-verhouding: 7 μV
- oversturings-vervorming: 2,6 V_{ttt} voor 10%
- MF-frequentie: 2 MHz max.
- MF ingangs-impedantie: 3 kΩ // 3 pF
- MF uitgangs-impedantie: 200 kΩ // 8 pF
- AGC-bereik: 62 dB
- audio uitgangs-spanning: 200 mV max.

ZN 414

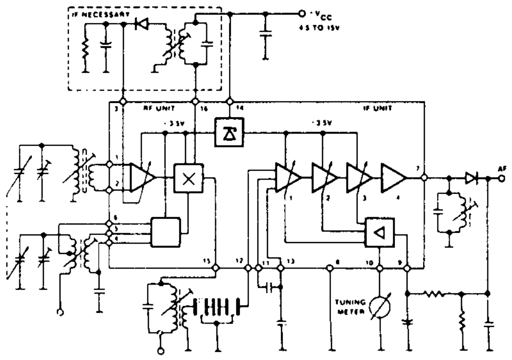
AM rechtuit ontvanger

De ZN 414 is een 10 transistor-array, bestaande uit een zeer hoge impedantie buffer, drie breedband versterkers met automatische sterkte-regeling en een detector. De schakeling vereist slechts een afgestemde kring aan de ingang en zal het geselecteerde signaal volgens de rechtuit-methode versterken en nadien detecteren.

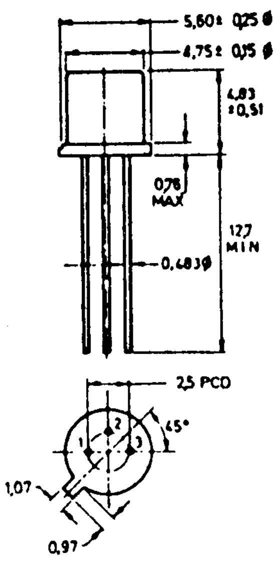
Technische gegevens

- fabrikant: Ferranti
- behuizing: figuur 15/5.1-21 (TO-18)
- aansluitgegevens: figuur 15/5.1-22
- intern blokschema: figuur 15/5.1-23
- voedingsspanning: +1,6 V max.
  +1,2 V min.
- voedingsstroom: 0,5 mA
- frequentie-bereik: 150 kHz tot 3 MHz
- ingangs-impedantie: 4 MΩ
- versterking: 72 dB typisch
- AGC-bereik: 20 dB
- audio-vervorming: < 2%

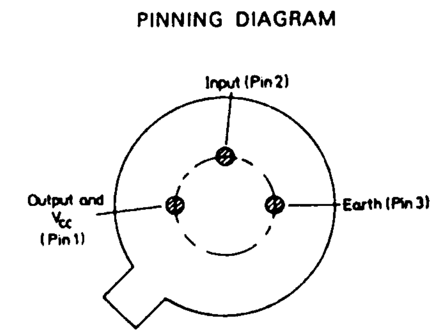
5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers



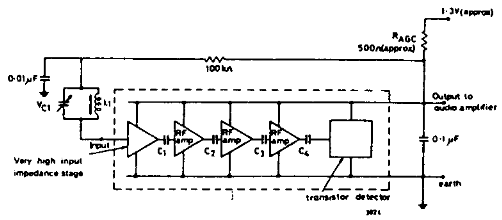
Figuur 15/5.1-20: Intern blokschema van de TCA 440.



Figuur 15/5.1-21: Behuizing van de ZN 414.



Figuur15/5.1-22: Aansluitgegevens van de ZN 414.



Figuur 15/5.1-23: Intern blokschema van de ZN 414.

5.1 Type-beschrijving AM-ontvangers

15/5.2

Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen

Opmerking

In verband met de complexiteit van deze IC's en de vele speciale in- en uitgangen wordt afgezien van het geven van een pen-identificatie tekening. De benamingen van deze pennen zijn toch volledig inhoudsloos zonder dat een blokschema ter beschikking staat. De pen-identificatie kan worden afgeleid van de interne blokschema's en voorbeeld-schakelingen.

U 4062 B

HF + OSC + MIX, MF-uitgang

'Front-end'-IC bevat ruisarme HF-voorversterker, varicap afstembare locale oscillator, mengtrap en geregelde MF-versterker.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-18
- intern blokschema: figuur 15/5.2-1
- voedingsspanning: +16 V max.
  +7 V min.
- totale vermogen-versterking: 43 dB (frequentie 98 MHz, U_b +10 V)

TDA 1062/1093

HF + OSC + MIX, MF–uitgang

De TDA 1062 bevat de HF-versterker, oscillator, menger, MF-versterker en AGC-schakeling.

De TDA 1093 is een afstem-interface voor de 1062 die wordt toegepast bij afstemming door middel van varicap-dioden. Het IC bevat een hoogohmige ingangstrap, zodat men gebruik kan maken van hoogohmige afstem-potentiometers, een zeer stabiele afstem-spanning generator, mogelijkheid de afstemspanning te laten controleren door een automatische frequentie controle (AFC) en programmeerbare minimale en maximale afstem-bereiken.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: TDA 1062: DIL-16
  TDA 1093: DIL-16
- voedingsspanning:
  TDA 1062: +15 V max.
  +9 V min.
  TDA 1093: +18 V max.
  +7 V min.
- totale vermogen-versterking: 30 dB
- afstem-spanning: U_b – 1 V max.
  1,8 V min.

Nadere gegevens ontbreken.

Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.2-2 geeft het standaard-schema van de TDA 1062/1093 combinatie in een FM-ontvanger.

TDA 1574

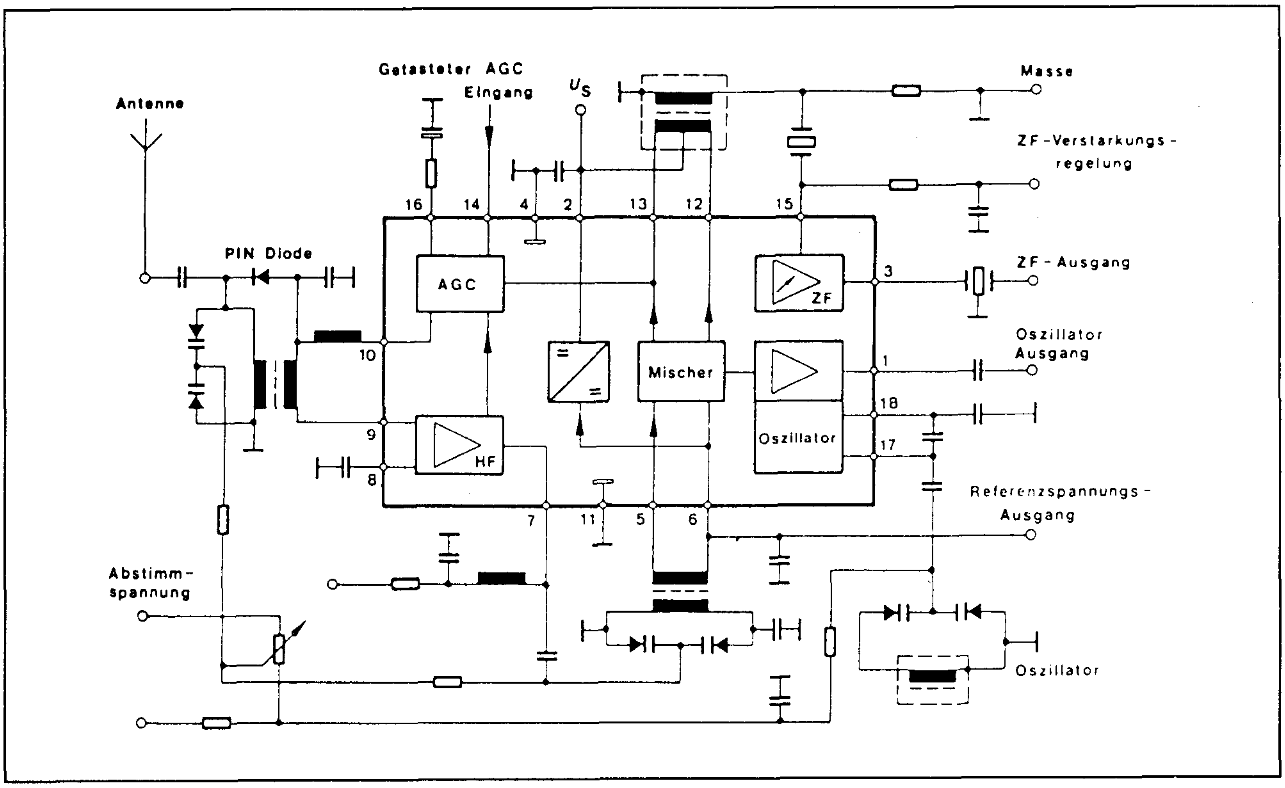
MIX + MF, MF-uitgang

Dit IC bevat een gebalanceerde mengtrap, een gebufferde lokale oscillator, MF-versterker, AGC-schakeling en interne spanningsreferentie. De AGC werkt volgens het gesleutelde principe. De schakeling heeft een STANDBY-schakelaar, waarmee men het IC kan de-activeren.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-1: Intern schema en voorbeeld-schakeling van de U 4062 B.

- behuizing: DIL-18
- intern blokschema: figuur 15/5.2-3
- voedingsspanning: +16 V max.
+8,5 V aanbevolen
+7 V min.
- voedingsstroom: 30 mA max.
- interne referentie: +4,1 V
- oscillator gegevens
  - uitgangsspanning: 50 mV_{eff}
  - uitgangs-impedantie: 2,5 kΩ
  - vervorming: −15 dB_c
- mixer gegevens
  - ingangs-impedantie: 14 Ω
  - uitgangs-capacitantie: 13 pF
  - vermogen-versterking: 14 dB
- MF-versterker gegevens
  - ingangs-impedantie: 360 Ω // 13 pF
  - uitgangs-impedantie: 360 Ω // 3 pF
  - spanningsversterking: 30 dB
- AGC-gegevens
  - drempel smalle band: 1 V
  - drempel brede band: 17 mV
  - ingangs-impedantie: 4 kΩ // 3 pF
- STANDBY-gegevens
  - AAN-drempel: 2,3 V max.
  - UIT–drempel: 3,3 V min.

Nadere gegevens

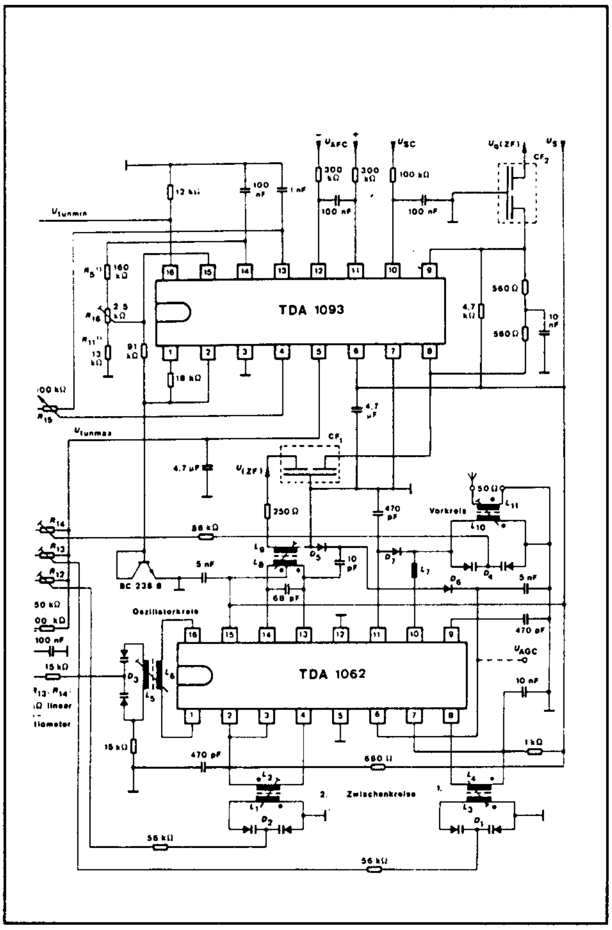
- AGC:

  De gesleutelde AGC combineert smalle en brede band informatie via een niveau-detector, een comparator en een AND-poort. Naast deze gecombineerde gesleutelde werking kan men de schakeling alleen met brede of alleen met smalle band informatie sturen:
  alleen brede band: pen 12 verbinden met pen 13;
  alleen smalle band: pen 3 met pen 5 verbinden.

Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.2-4 geeft het schema van de TDA 1574 als HF-deel van een FM-ontvanger. De uitgang wordt via een keramisch 10,7 MHz filter doorgekoppeld naar de ingang van een

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-2: FM front-end met het TDA 1062/ 1093 paar.

MF-versterker.

TBB 469

smalle band FM-ontvanger

De TBB 469 is een smalle band FM-ontvanger bedoeld voor de verwerking van allerlei FM-gemoduleerde informatie. De ingang wordt via een HF-versterker aan een kristalgestuurde menger aangeboden. Het MF-signaal wordt versterkt door een extern instelbare begrenzende versterker en door een coincidentie-demodulator gedemoduleerd. Nadien volgen twee LF-trappen, waarvan de tweede regelbaar is.

Technische gegevens

- fabrikant: Siemens
- behuizing: DIL-22
- intern blokschema: figuur 15/5.2-5
- voedingsspanning: +15 V max.
- voedingsstroom: 5 mA
- interne referentie: 2,6 V
- HF-versterker
  - frequentie-bereik: 10 tot 50 MHz
  - ingangs-impedantie: 10 kΩ // 3 pF
  - spanningsversterking: 48 dB
- MF-versterker
  - ingangs-impedantie: 20 kΩ
  - bandbreedte: 500 kHz
  - drempel begrenzing: 20 μV
  - $\Delta U_{drempel}$: 24 dB
  - AM-onderdrukking: 40 dB
  - signaal-ruis verhouding: 40 dB
  - LF-uitgang: 60 mV
  - LF-bandbreedte: 35 kHz
  - vervorming: 2% max.
- LF-versterker 1
  - ingangs-impedantie: 10 kΩ
  - spanningsversterking: 43 dB
  - signaal-ruis verhouding: 40 dB
  - vervorming: 2% max.
- LF-versterker 2
  - spanningsversterking: 10 dB
  - uitgangsspanning: 300 mV_{eff} max.
  - controle-bereik: 80 dB
  - vervorming: 2% max.

TBB 1469

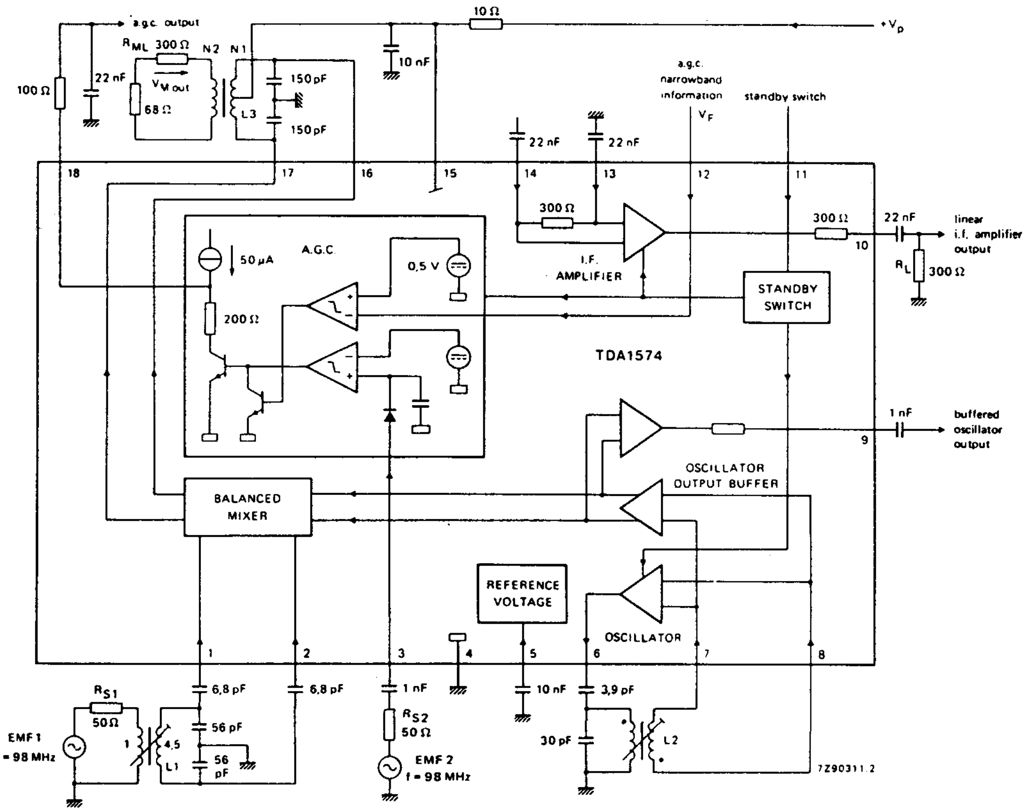
smalle band FM-ontvanger

De TBB 1469 is een smalle band FM-ontvanger bedoeld voor de verwerking van allerlei FM-gemoduleerde informatie. De ingang wordt via een HF-versterker aan een kristalgestuurde menger aangeboden. Het MF-signaal wordt versterkt door een extern instelbare begrenzende versterker en door een coincidentie-demodulator gedemoduleerd. De LF-versterker is regelbaar.

Technische gegevens

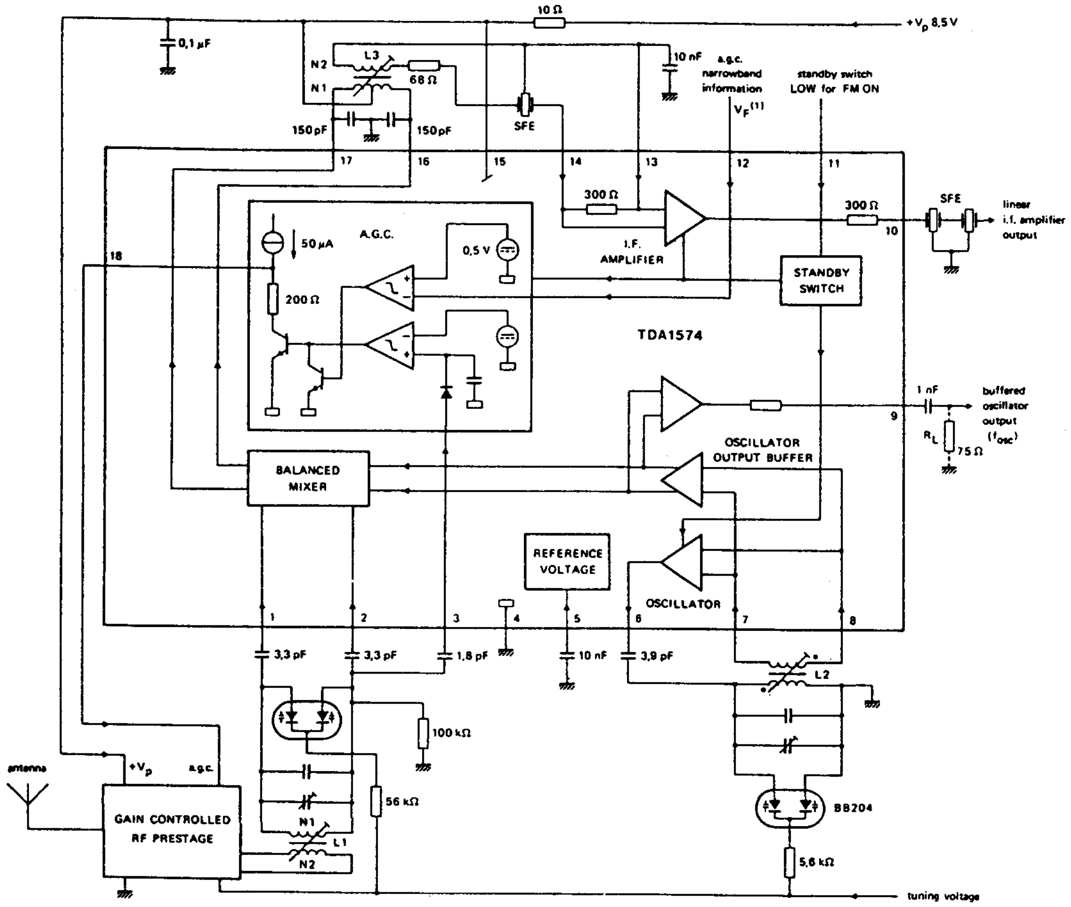
- fabrikant: Siemens
- behuizing: DIL-16
- intern blokschema: figuur 15/5.2-6
- voedingsspanning: +15 V max.
- voedingsstroom: 4 mA
- interne referentie: 2,6 V

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



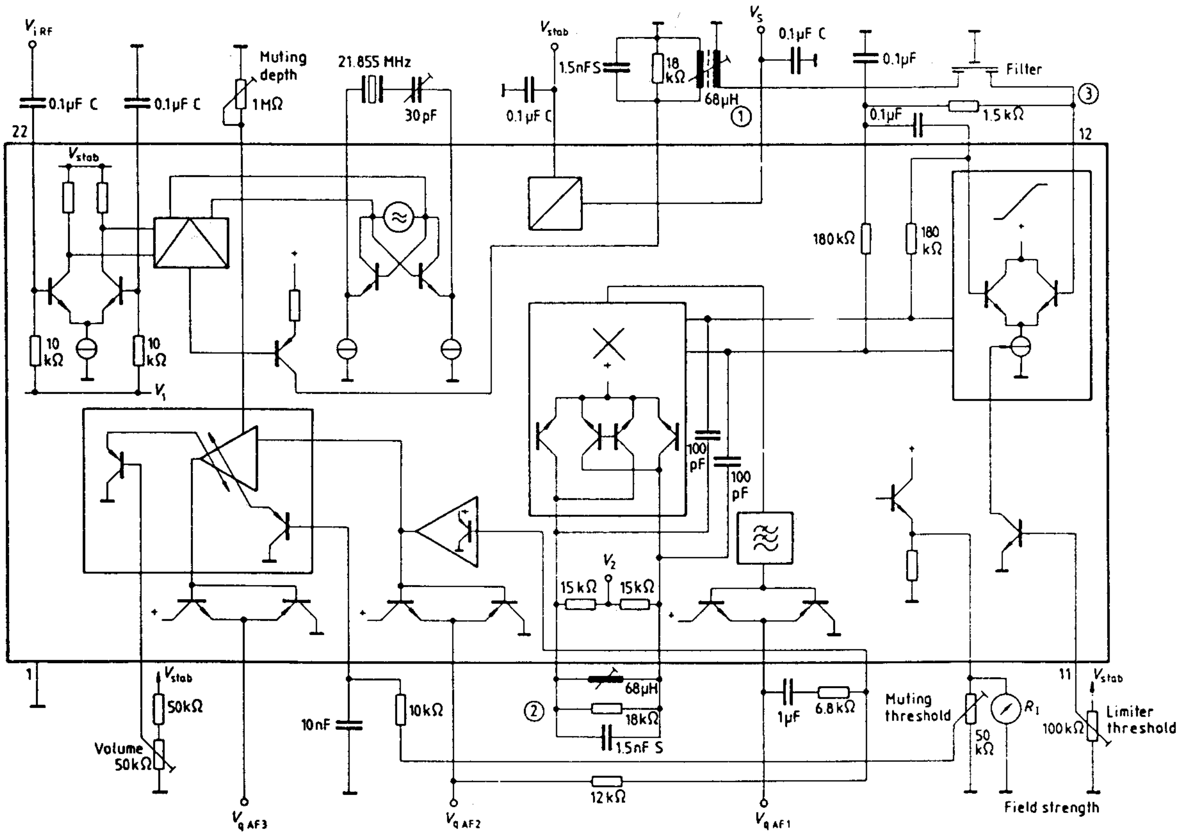
Figuur 15/5.2-3: Intern blokschema van de TDA 1574.

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-4: TDA 1574 als FM front-end in een ontvanger.

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-5: Intern blokschema van de TBB 469.

- HF-versterker
  - frequentie-bereik: 10 tot 50 MHz
  - ingangs-impedantie: 10 kΩ // 3 pF
  - spanningsversterking: 42 dB
- MF-versterker
  - ingangs-impedantie: 20 kΩ
  - bandbreedte: 500 kHz
  - drempel begrenzing: 30 μV
  - AM-onderdrukking: 40 dB
  - signaal-ruis verhouding: 40 dB
  - LF-uitgang: 60 mV
  - LF-bandbreedte: 35 kHz
  - vervorming: 2% max.
- LF-versterker
  - ingangs-impedantie: 10 kΩ
  - spanningsversterking: 37 dB
  - signaal-ruis verhouding: 40 dB

TBB 2469

smalle band FM-ontvanger

De TBB 2469 is een smalle band FM-ontvanger bedoeld voor de verwerking van allerlei FM-gemoduleerde informatie. De ingang wordt via een HF-versterker aan een kristalgestuurde menger aangeboden. Het MF-signaal wordt versterkt door een extern instelbare begrenzende versterker en door een coincidentie-demodulator gedemoduleerd. Nadien volgen twee LF-trappen, waarvan de eerste een regelbare bandbreedte en versterking heeft en de tweede een volume-regeling bevat.

Technische gegevens
- fabrikant: Siemens
- behuizing: MINIDIL-20
- intern blokschema: figuur 15/5.2-7
- voedingsspanning: +15 V max.
- voedingsstroom: 5 mA
- interne referentie: 2,6 V
- HF-versterker
  - frequentie-bereik: 10 tot 50 MHz
  - ingangs-impedantie: 10 kΩ // 3 pF
  - spanningsversterking: 48 dB
- MF-versterker
  - ingangs-impedantie: 20 kΩ
  - bandbreedte: 500 kHz
  - AM-onderdrukking: 40 dB
  - signaal-ruis verhouding: 40 dB
  - LF-uitgang: 60 mV
  - LF-bandbreedte: 35 kHz
  - vervorming: 2% max.
- LF-versterker 1
  - ingangs-impedantie: 10 kΩ
  - spanningsversterking: 37 dB
  - signaal-ruis verhouding: 40 dB
  - vervorming: 2% max.
- LF-versterker 2
  - spanningsversterking: 10 dB
  - uitgangsspanning: 300 mV_{eff} max.
  - controle-bereik: 80 dB
  - vervorming: 2% max.

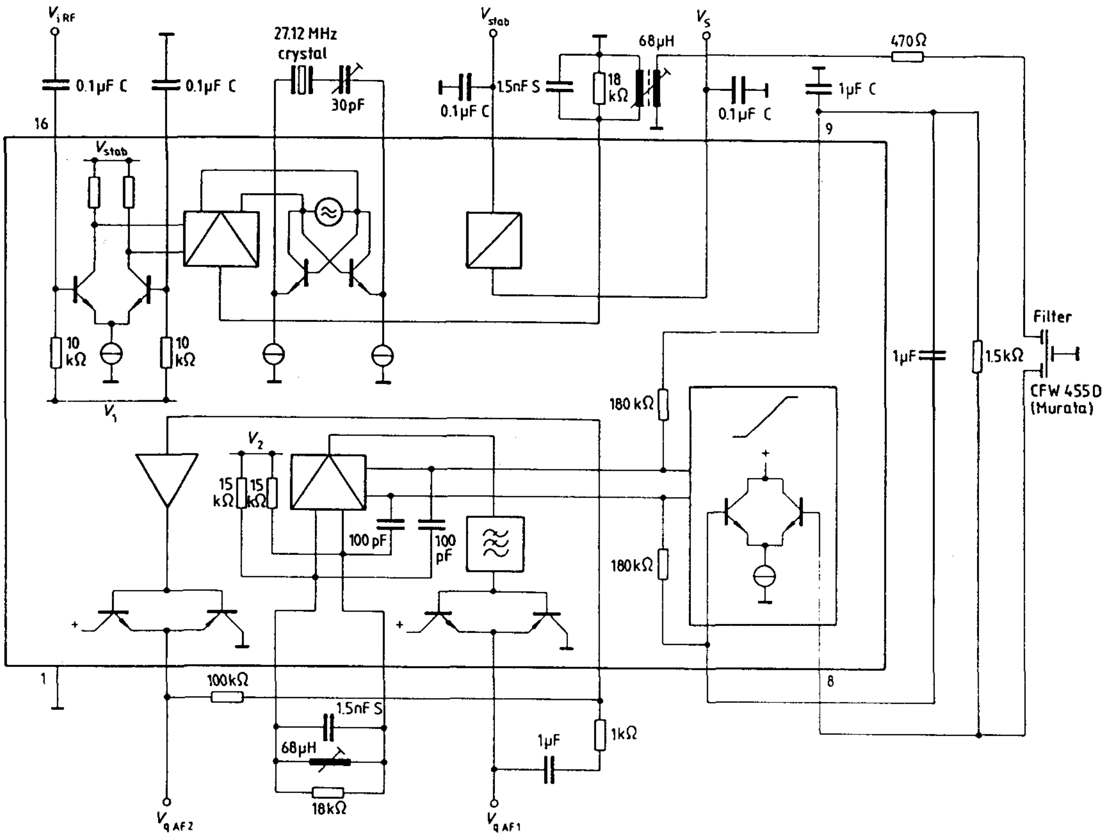
TDA 7000

FM-compleet, mono LF-uitgang

Dit IC is het eerste van een serie Philips geïntegreerde FM-ontvangers die werken volgens het principe van de FLL (frequency locked loop) met een zeer lage midden frequentie. Het voordeel van dit principe is dat de MF-kringen door middel van RC-netwerken afgestemd kunnen worden en er dus geen spoelen of keramische filters nodig zijn. Het enige dat moet worden afgeregeld is de afgestemde kring van de lokale oscillator. De TDA-reeks is ontworpen voor lage voedingsspanning en minimaal stroomverbruik, zodat deze IC's in draagbare apparatuur (walkmen!) kunnen worden ingezet.

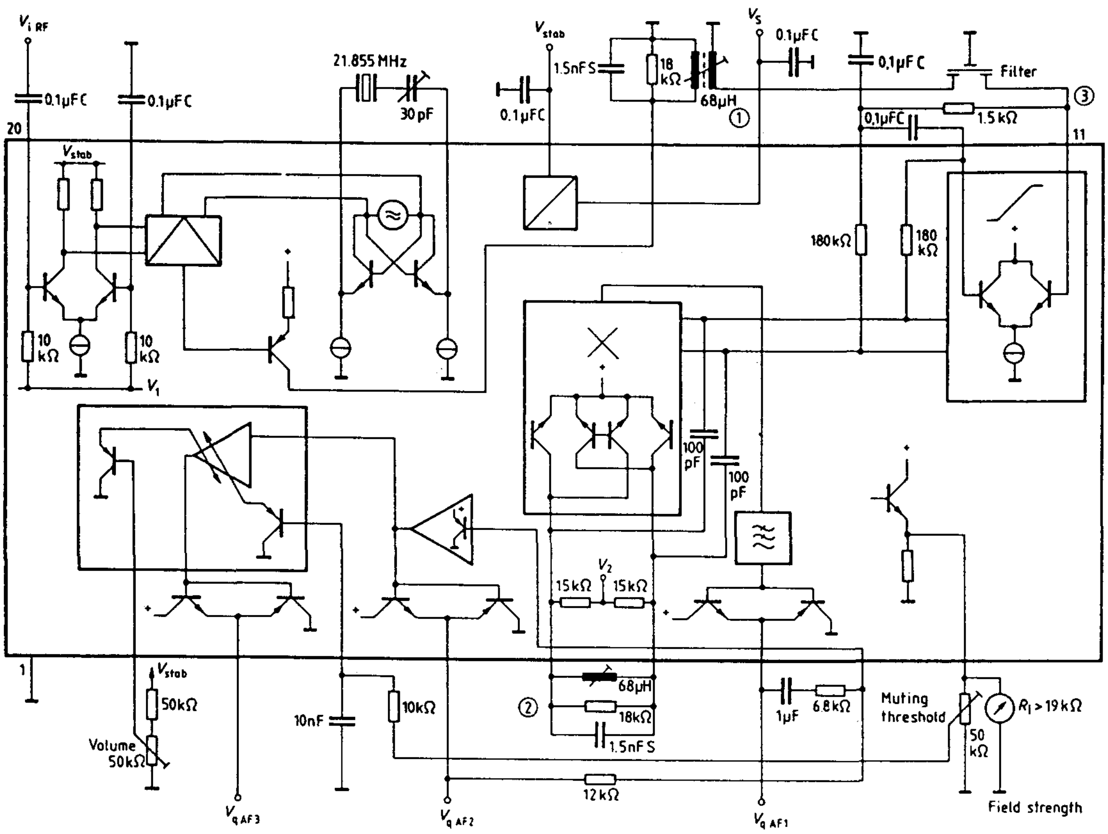
Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- intern blokschema: figuur 15/5.2-8
- voedingsspanning: +10 V max.
+4,5 V geadviseerd
+2,7 V min.
- voedingsstroom: 8 mA
- frequentie-bereik: 1,5 tot 110 MHz
- gevoeligheid: 1,5 μV voor −3 dB begrenzing
5,5 μV voor 26 dB S/R-verhouding
- oversturings-vervorming: 10% voor U_{in} = 200 mV
- midden frequentie: 70 kHz

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-6: Intern blokschema van de TBB 1469.

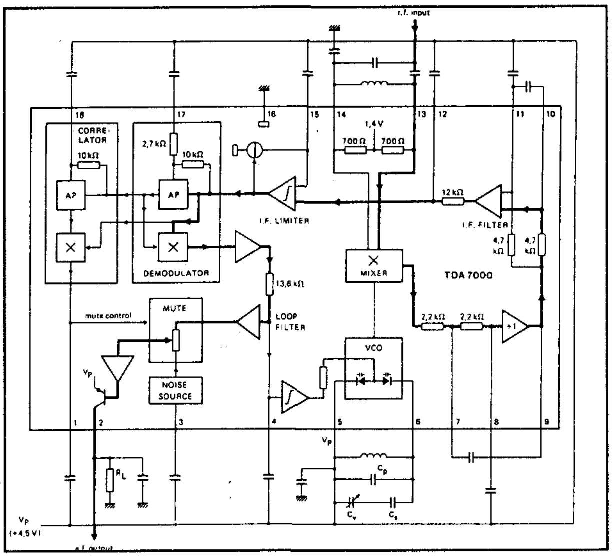
5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-7: Intern blokschema van de TBB 2469.

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen

- signaal-ruis verhouding: 60 dB max.
- selectiviteit: 45 dB
- AFC-bereik: +/−300 kHz
- audio-bandbreedte: 10 kHz
- audio-uitgang: 75 mV_{eff}
- totale harmonische vervorming: 2,3 % max.
- AM-onderdrukking: 50 dB max.



Figuur 15/5.2-8: Intern blokschema van de TDA 7000.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/5.2-9:

Schema van een volledig geïntegreerde mono FM-ontvanger voor de normale omroep-band. De antenne-spoel L2 maakt deel uit het print-ontwerp. Deze schakeling **moet** op het printontwerpje van figuur 15/5.2-10 worden opgebouwd.

- figuur 15/5.2-11:

Uitbreiding van de basis-schakeling van figuur 15/5.2-9 met een varicap-afstemming. Uit de +4,5 V voeding wordt door middel van een stroombron en een zenerdiode een stabiele referentie afgeleid, die via een potentiometer van 100 kΩ kan worden gebruikt voor het variëren van de capaciteit van een BB 809 varicap-diode. Deze schakeling **moet** op het printontwerpje van figuur 15/5.2-12 worden opgebouwd.

- figuur 15/5.2-13:

Uitbreidings-schakeling voor het indiceren van een niet goed afgestemde zender.

- figuur 15/5.2-14:

LF-eindversterkertje dat op de LF-uitgang van de TDA 7000 kan worden aangesloten en uit de standaard +4,5 V voeding gevoed wordt. Het maximale uitgangsvermogen bedraagt 250 mW (vervorming is dan 10%).

- figuur 15/5.2-15:

Schema van een smalle band FM-ontvanger met de TDA 7000. De locale oscillator wordt gestuurd door een kristal, de midden frequentie is 4,5 kHz, de bandbreedte 5 kHz.

TDA 7010

FM-compleet, mono LF-uitgang

Dit IC is volledig identiek aan de TDA 7000, maar is ondergebracht in een MINIDIL-behuizing met 16 pennen.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: MINIDIL-16
- intern blokschema: figuur 15/5.2-16

Voor de overige gegevens en voorbeeld-schakelingen wordt verwezen naar de TDA 7000.

TDA 7020

FM-compleet, mux. LF-uitgang

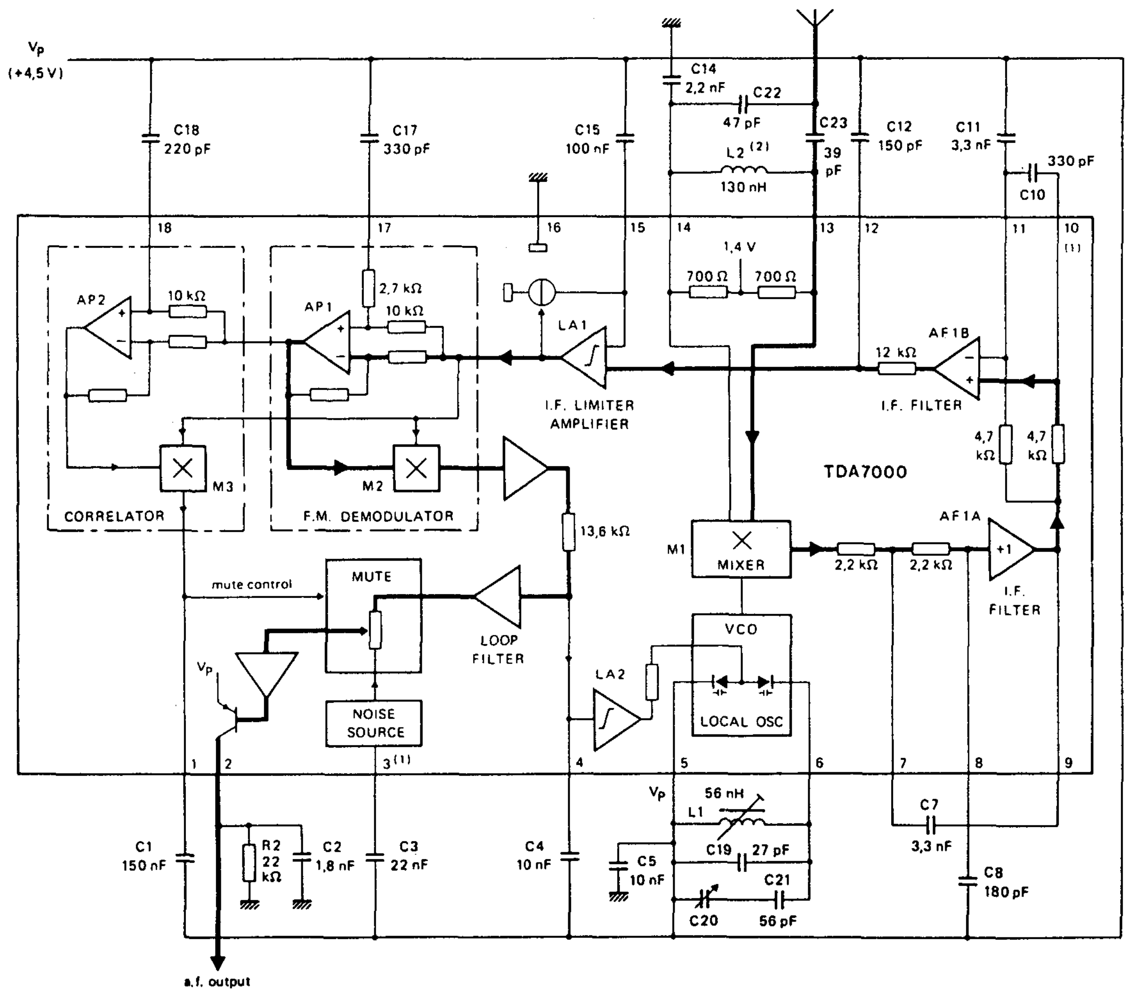
Verdere ontwikkeling van de TDA 7000, waardoor de mogelijkheid bestaat het IC te gebruiken voor stereo-ontvangst.

Het IC levert een MUX-uitgang, die kan worden aangesloten op een stereo-decoder.

Technische gegevens

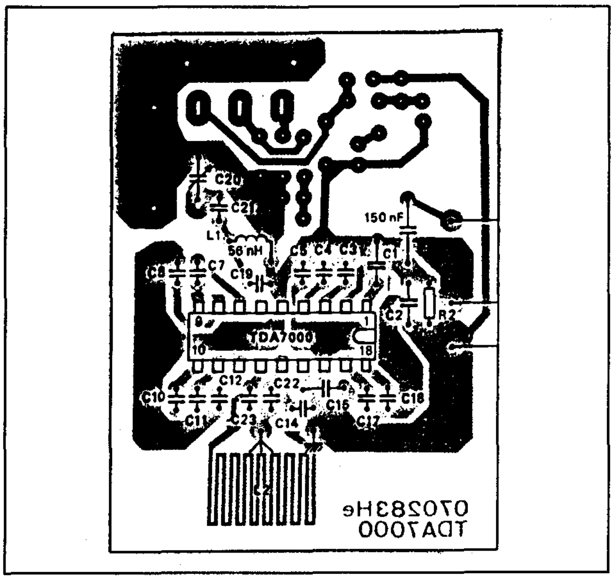
- fabrikant: Philips
- behuizing: MINIDIL-16
- intern blokschema: figuur 15/5.2-17
- voedingsspanning: +7 V max.
  +3 V geadviseerd
  +1,8 V min.
- voedingsstroom: 6,3 mA
- frequentie-bereik: 1,5 tot 110 MHz
- gevoeligheid:
  4,0 μV voor −3 dB begrenzing
  7,0 μV voor 26 dB S/R-verhouding

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen

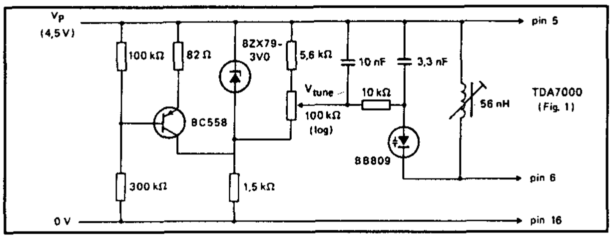


Figuur 15/5.2-9: Complete FM-ontvanger met mono-uitgang.

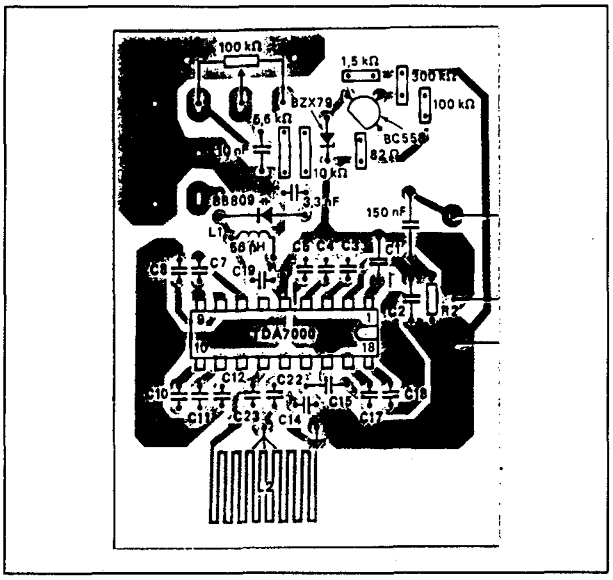
5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



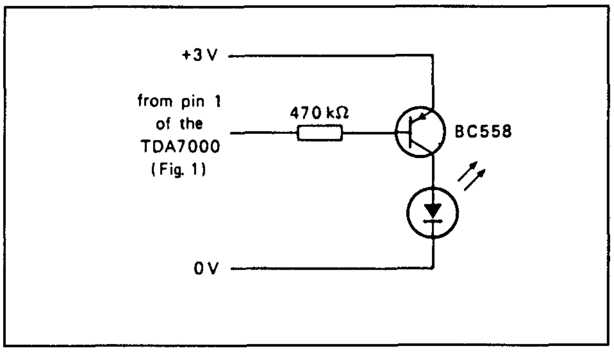
Figuur 15/5.2-10: Print-ontwerp en onderdelen-opstelling voor de schakeling van figuur 15/5.2-9.



Figuur 15/5.2-11: Afstemmen van de TDA 7000 met behulp van een gelijkspanning en varicap-diode.

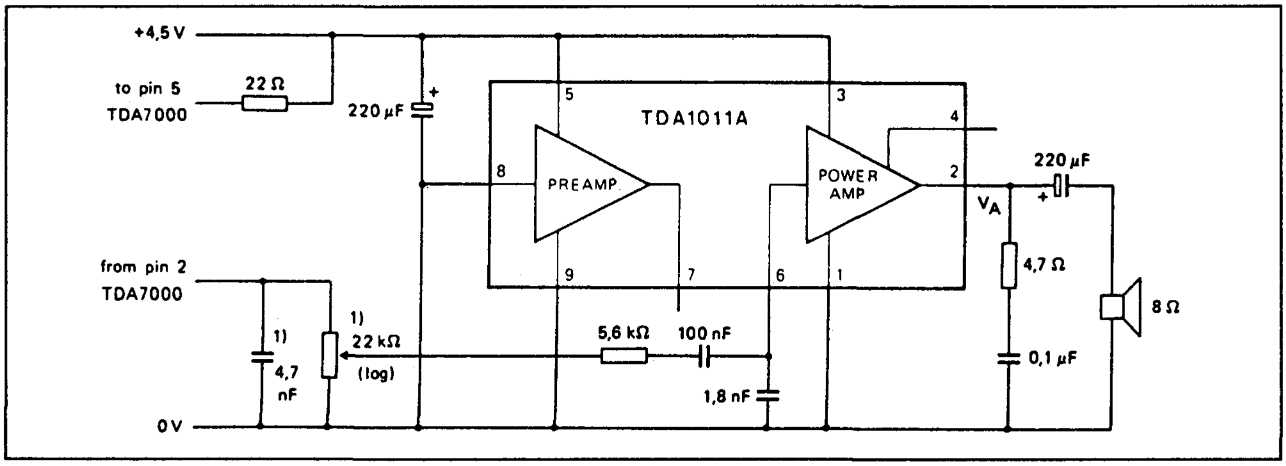


Figuur 15/5.2-12: Onderdelen-opstelling van de varicap-afstemming op de basis-print.

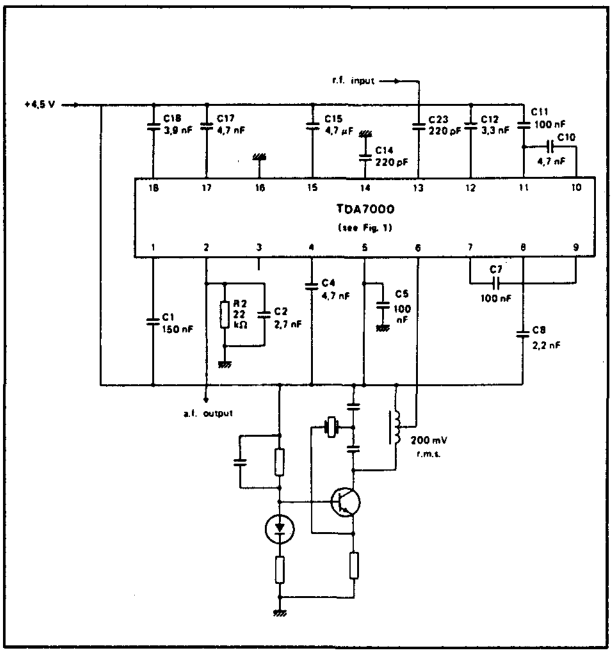


Figuur 15/5.2-13: Afstem-indicator voor de TDA 7000.

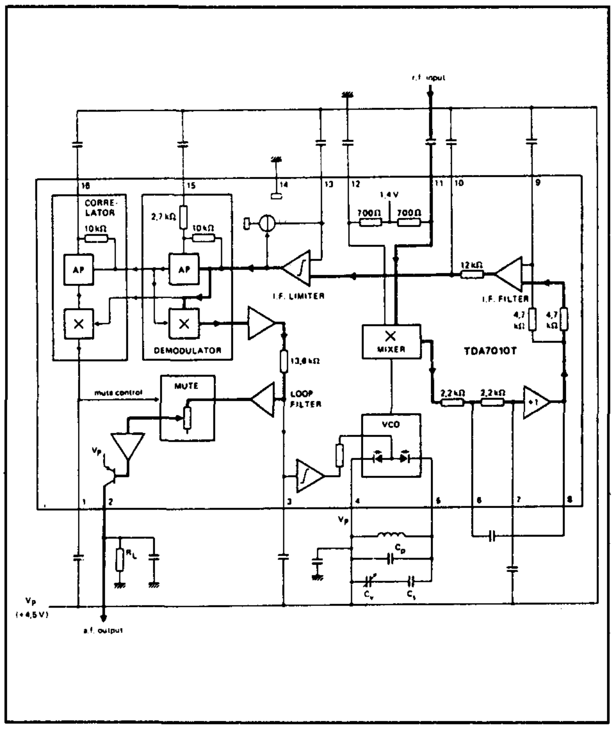
5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-14: LF-eindversterker voor 4,5 V voeding.

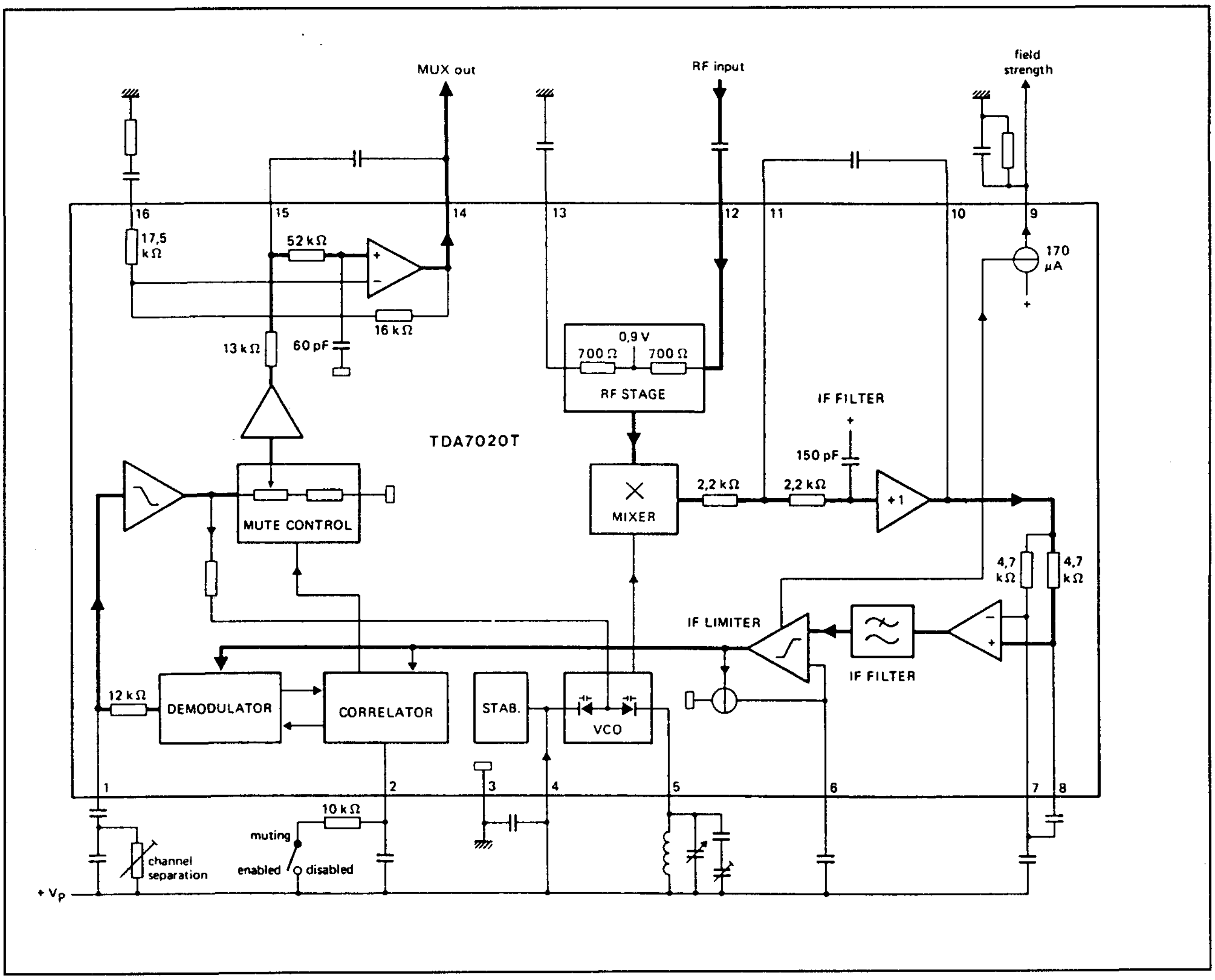


Figuur 15/5.2-15: Smalle band FM-ontvanger met TDA 7000.



Figuur 15/5.2-16: Intern blokschema van de TDA 7010.

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-17: Intern blokschema van de TDA 7020.

- oversturings-vervorming: 10% voor U_{in} = 200 mV
- midden frequentie: 76 kHz
- signaal-ruis verhouding: 60 dB max.
- selectiviteit: 46 dB
- AFC-bereik: +/−160 kHz
- audio-bandbreedte: 10 kHz
- audio-uitgang: 90 mV_{eff}
- totale harmonische vervorming: 2,3% max.
- AM-onderdrukking: 50 dB max.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 15/5.2-18:
Basis-schema van mono-ontvanger met de TDA 7020.

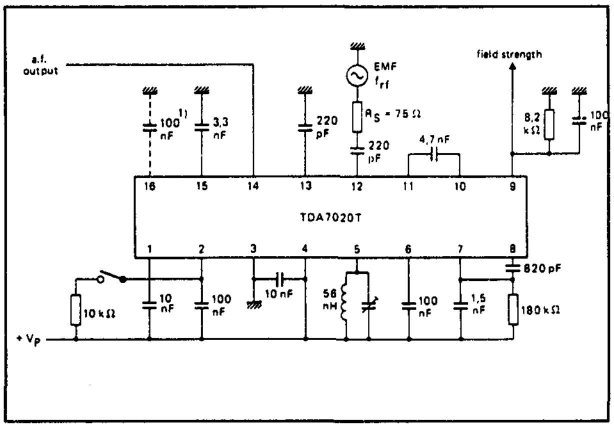
– figuur 15/5.2-19:
Totale stereo-FM ontvanger met TDA 7020 als FM-ontvanger, TDA 7040 als stereo-decoder en TDA 7050 als stereo eind-versterker, bruikbaar als stereo walkman met hoofdtelefoon met 2 x 75 mW vermogen.

TDA 7021

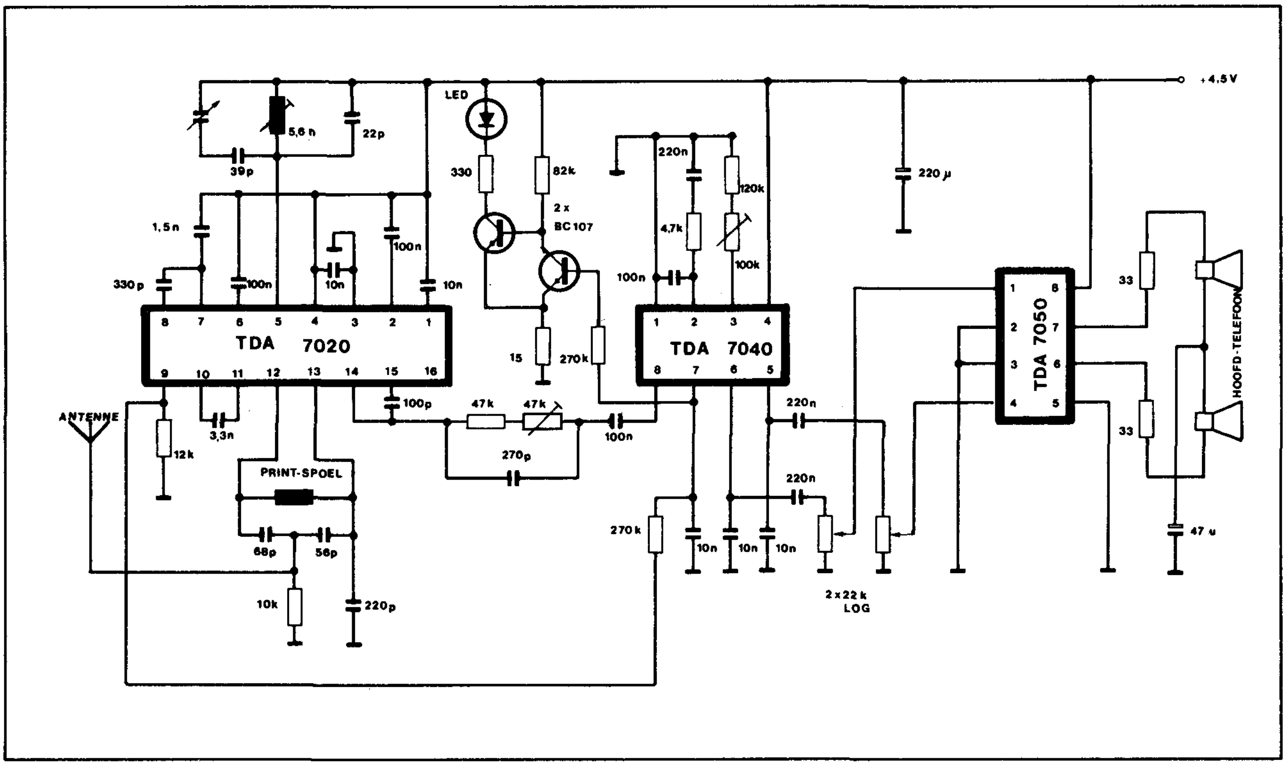
FM-compleet, mux. LF-uitgang

Allernieuwste uitvoering van de TDA-reeks. Op het moment van het schrijven van deze aanvulling werden de eerste monsters door Philips uitgeleverd.
Functie- en pen-compatible met de TDA 7020.
Nadere gegevens ontbreken op dit ogenblik.

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen



Figuur 15/5.2-18: Mono-ontvanger met de TDA 7020.



Figuur 15/5.2-19: Volledige FM stereo-ontvanger met slechts drie IC's.

5.2 Type-beschrijving FM-ontvangers en sub-systemen

15/5.3

Type-beschrijving AM/FM-combinaties

Opmerking

In verband met de complexiteit van deze IC's wordt afgezien van het geven van een pen-identificatie tekening. De benamingen van deze pennen zijn toch volledig inhoudsloos zonder dat een blokschema ter beschikking staat. De pen-identificatie kan worden afgeleid van de interne blokschema's en voorbeeld-schakelingen.

U 416 B

AM: compleet, FM: MF + DEM

Dit IC bevat een volledige AM-ontvanger en de middenfrequent en demodulator trappen voor FM. Het IC heeft een LF-voorversterker die het uitgangssignaal versterkt tot het niveau dat noodzakelijk is voor het aansturen van standaard stereo-decoders.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-14
- voedingsspanning: +3 tot +15 V
- begrenzing bij FM: 50 μV
- AM HF-versterking: 70 dB
- LF-versterking: 10 dB

Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.3-1 geeft het schema van een volledige AM/FM-ontvanger met de U 416 B als HF-schakeling, een standaard PLL stereo-decoder en twee U 410 B LF eindversterkers.

U 417 B

AM: compleet, FM: MF + DEM, AUDIO

Dit IC bevat een volledige AM-ontvanger en de middenfrequent en demodulator trappen voor FM. Het IC heeft een LF-eindversterker (mono) met een vermogen van 0,7 W.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-16
- voedingsspanning: +3 tot +15 V
- totale rust-stroom: 12 mA
- begrenzing bij FM: 50 μV
- AM HF-versterking: 70 dB
- LF-versterking: 40 dB
- LF-vermogen: 700 mW (9 V voeding, 16 Ω belasting)

Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.3-2 geeft het schema van een volledige AM/FM mono-ontvanger met de U 417 B.

U 418 B

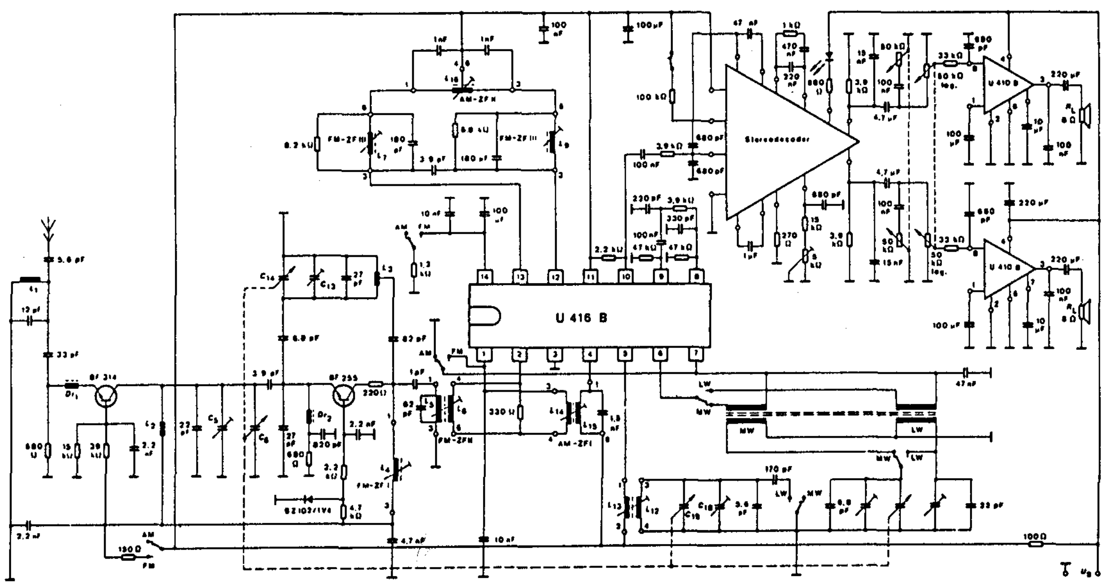
AM: compleet, FM: MF + DEM, AUDIO

Dit IC bevat een volledige AM-ontvanger en de middenfrequent en demodulator trappen voor FM. Het IC heeft een LF-eindversterker (mono) met een vermogen van 1 W.

Technische gegevens

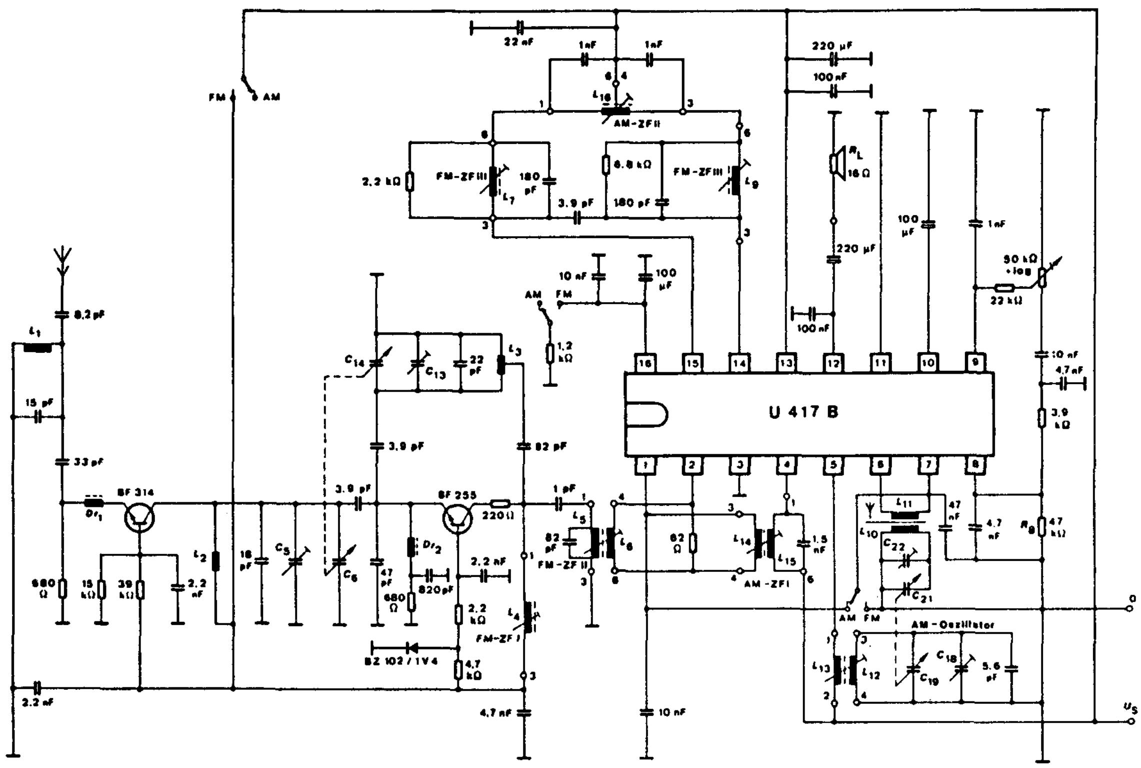
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-18
- voedingsspanning: +3 tot +15 V
- totale rust-stroom: 12 mA
- begrenzing bij FM: 50 μV
- AM HF-versterking: 70 dB
- LF-versterking: 40 dB
- LF-vermogen: 1 W (9 V voeding, 8 Ω belasting)

5.3 Type-beschrijving AM/FM-combinaties



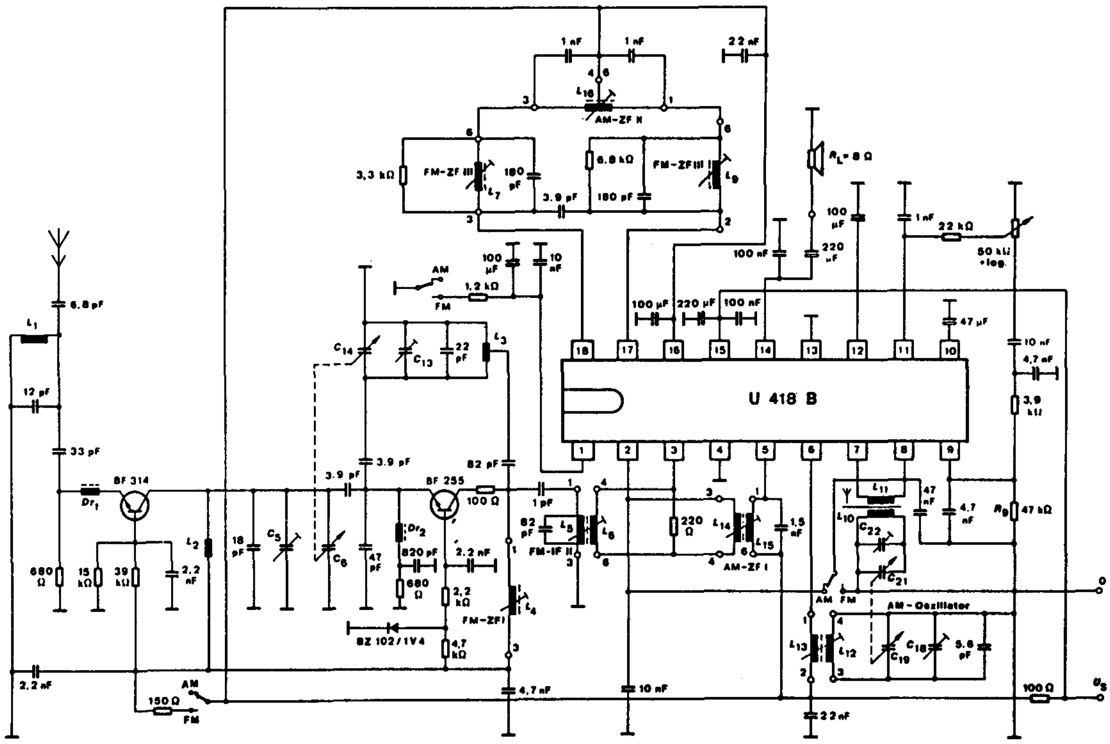
Figuur 15/5.3-1: Volledige AM/FM-ontvanger met de U 416 B als HF-schakeling.

5.3 Type-beschrijving AM/FM-combinaties



Figuur 15/5.3-2: Complete AM/FM-ontvanger met de U 417 B.

5.3 Type-beschrijving AM/FM-combinaties



Figuur 15/5.3-3: Mono-ontvanger met luidspreker-uitgang en U 418 B.

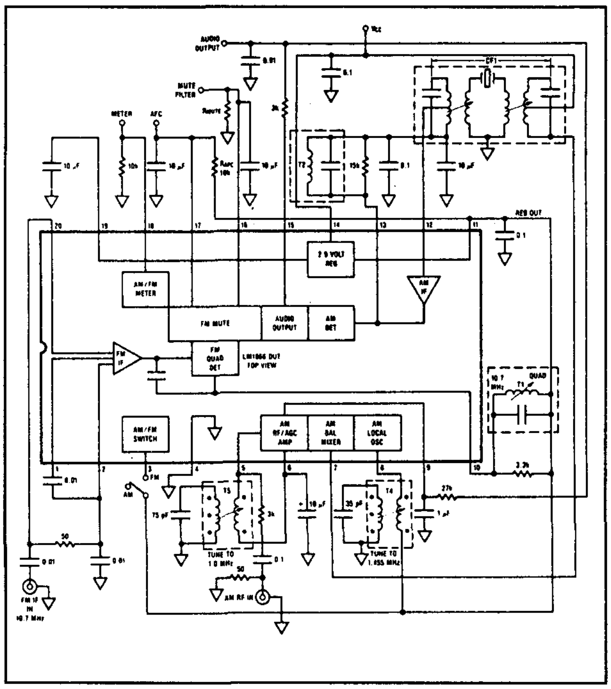
Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.3-3 geeft het schema van een volledige AM/FM mono-ontvanger met de U 418 B.

LM 1866

AM: compleet, FM: MF + DEM

Ontworpen voor het samenstellen van volledige draagbare ontvangers met minimaal aantal externe componenten.
Minimale voedingsspanning slechts 3 V.
Interne omschakeling tussen AM en FM door middel van een gelijkspanning, uitgang voor veldsterkte-meter, constant LF-niveau voor AM en FM.



Figuur 15/5.3-4: Intern blokschema van de LM 1866.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-20
- intern blokschema: figuur 15/5.3-4
- voedingsspanning: +15 V max.
  +6 V geadviseerd
  +3 V min.
- voedingsstroom in rust: 17 mA
- interne referentie: 2,9 V
- LF-uitgang: 160 mV max.
- AM-gegevens
  - gevoeligheid: 9 μV voor 6 mV uit
    25 μV voor 20 dB S/R-verhouding
  - signaal-ruis verhouding: 50 dB max.
  - oversturings-vervorming: 10% bij U_{in} = 50 mV
  - harmonische vervorming: 2% max.
  - meter-uitgang: 1,2 tot 2,5 V
- FM-gegevens
  - gevoeligheid: 25 μV voor −3 dB begrenzing
  - signaal-ruis verhouding: 76 dB max.
  - harmonische vervorming: 1%
  - AM-onderdrukking: 55 dB
  - meter-uitgang: 0,8 tot 1,8 V

Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.3-5 geeft het schema van een commerciële draagbare ontvanger met de LM 1866, met een ontvangst-bereik van 525 kHz tot 1650 kHz voor AM en van 88 MHz tot 108 MHz voor FM.

LM 1868

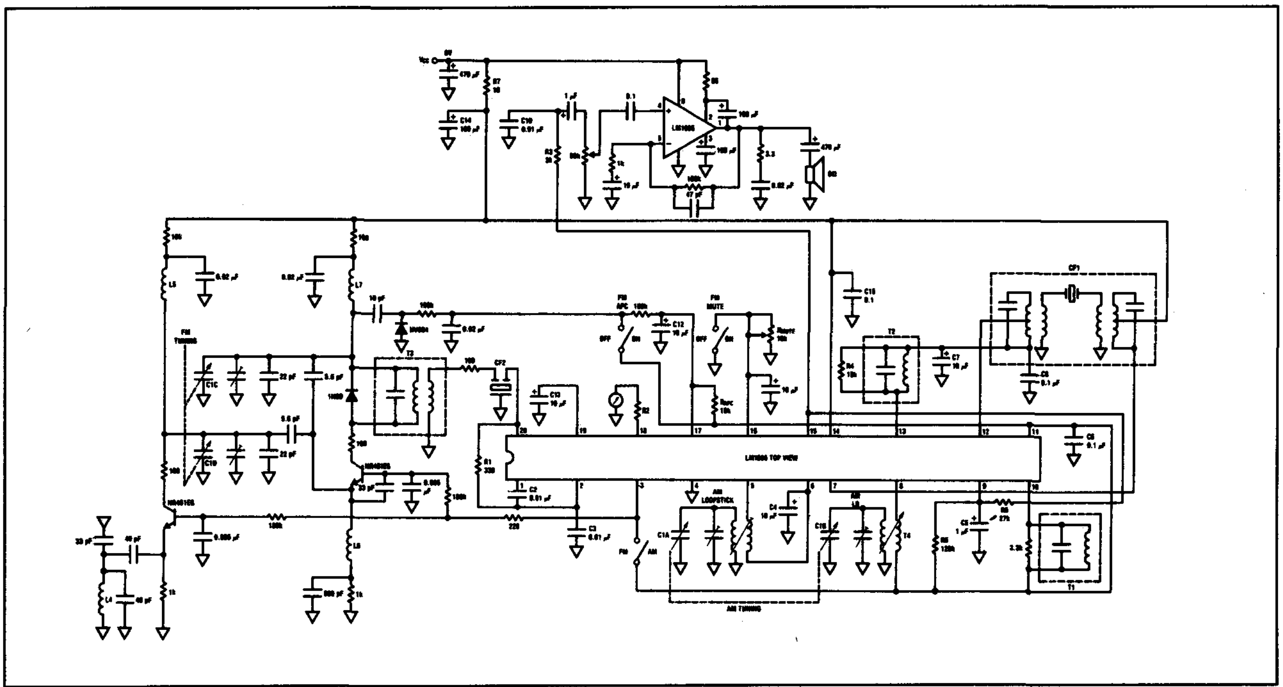
AM: compleet, FM: MF + DEM, AUDIO

Dit IC bevat een volledige AM-ontvanger en de middenfrequent en demodulator trappen voor FM. Het IC heeft een LF-eindversterker (mono) met een vermogen van 0,5 W.

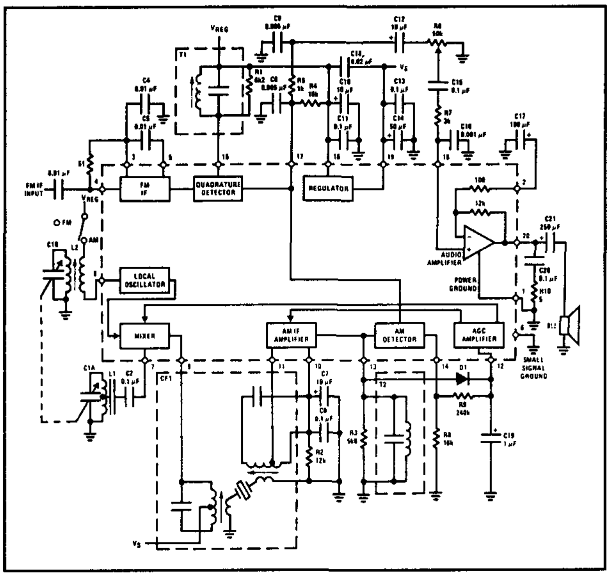
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-20
- intern blokschema: figuur 15/5.3-6
- voedingsspanning: +15 V max.
  +9 V geadviseerd
- voedingsstroom in rust: 30 mA
- interne referentie: 4,5 V
- AM-gegevens
  - gevoeligheid: 16 μV voor 59 mW uit
  - signaal-ruis verhouding: 50 dB max.
  - oversturings-vervorming: 10% bij U_{in} = 50 mV
  - harmonische vervorming: 2% max.
- FM-gegevens
  - gevoeligheid: 45 μV voor −3 dB begrenzing

5.3 Type-beschrijving AM/FM-combinaties



Figuur 15/5.3-5: Commerciële draagbare ontvanger met de LM 1866.



Figuur 15/5.3-6: Intern blokschema van de LM 1868.

- signaal-ruis verhouding: 64 dB max.
- harmonische vervorming: 2%
- AM-onderdrukking: 55 dB

Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.3-7 geeft het schema van een commerciële draagbare ontvanger met de LM 1868 met een ontvangst-bereik van 525 kHz tot 1650 kHz voor AM en van 88 MHz tot 108 MHz voor FM.

TDA 1083

AM: compleet, FM: MF + DEM, AUDIO

Dit IC bevat een volledige AM-ontvanger en de middenfrequent en demodulator trappen voor FM. Het IC heeft een LF-eindversterker (mono) met een vermogen van 0,7 W.

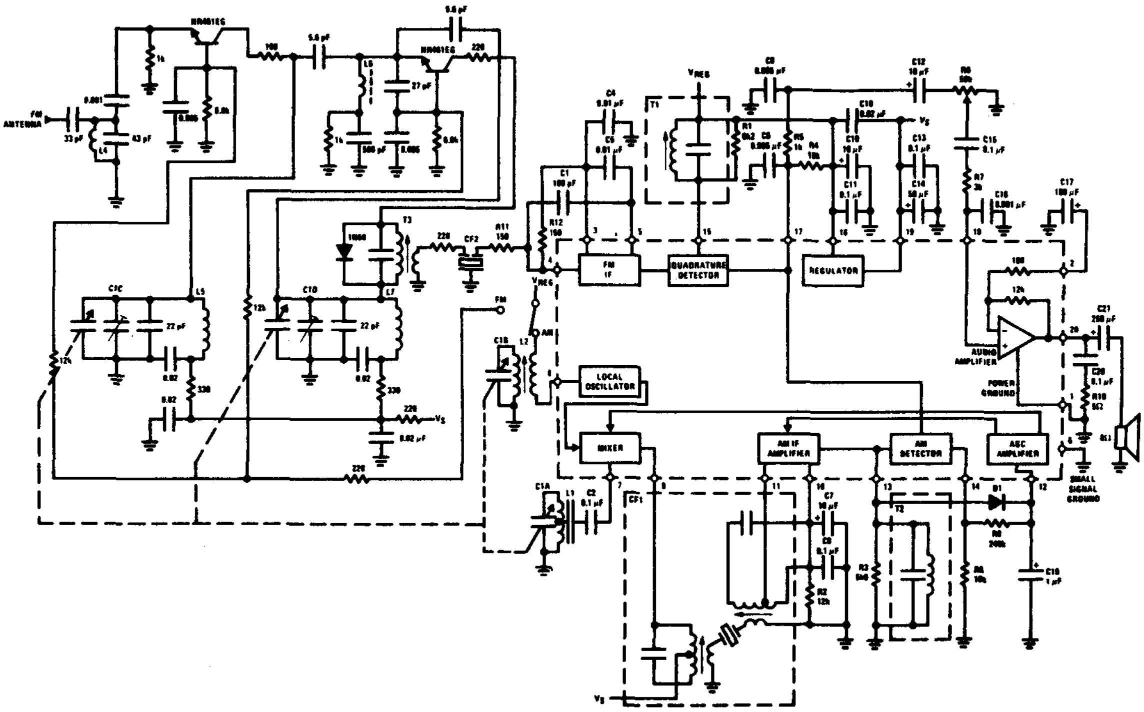
Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-16
- voedingsspanning: +3 tot +12 V
- totale rust-stroom: 20 mA
- begrenzing bij FM: 50 μV
- AM HF-versterking: 70 dB
- LF-versterking: 40 dB
- LF-vermogen: 700 mW
  (12 V voeding, 25 Ω belasting)

Voorbeeld-schakeling

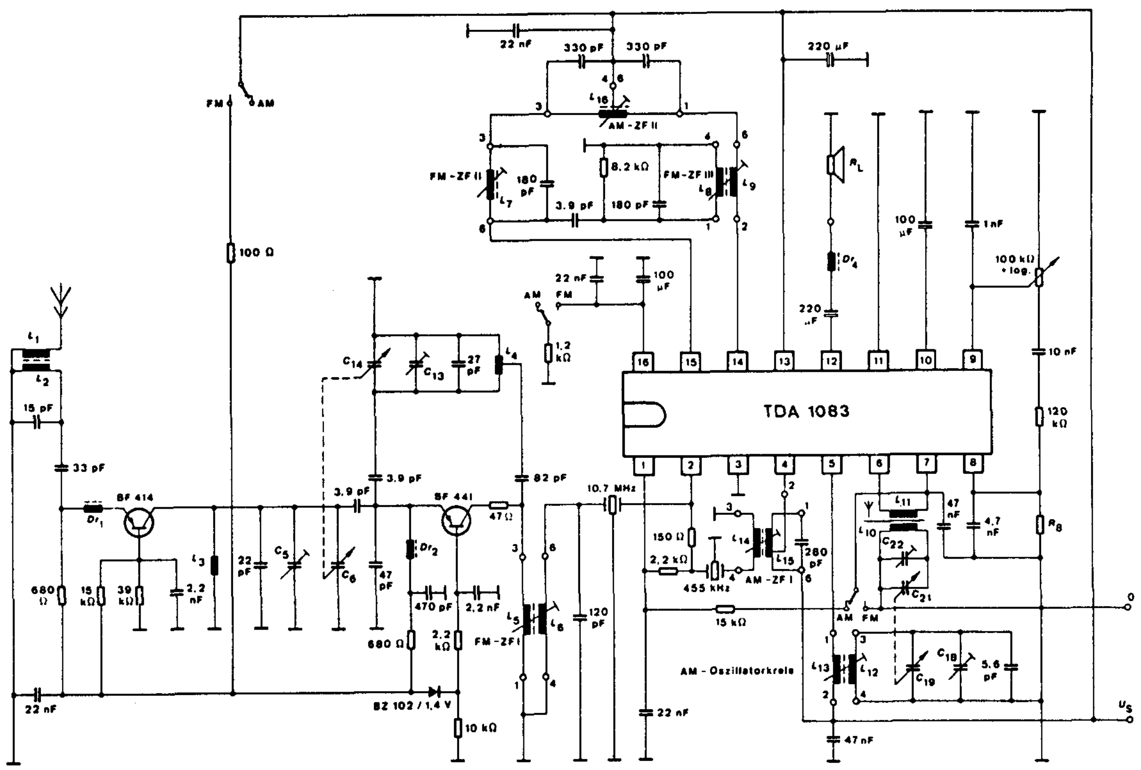
Figuur 15/5.3-8 geeft het schema van een volledige AM/FM mono-ontvanger met de TDA 1083.

5.3 Type-beschrijving AM/FM-combinaties



Figuur 15/5.3-7: De LM 1868 in een commerciële totaal-ontvanger voor AM en FM.

5.3 Type-beschrijving AM/FM-combinaties



Figuur 15/5.3-8: Gecombineerd AM/FM mono-ontvanger met de TDA 1083.

5.3 Type-beschrijving AM/FM-combinaties

TEA 5570

AM: compleet, FM: MF, MF-uitgang

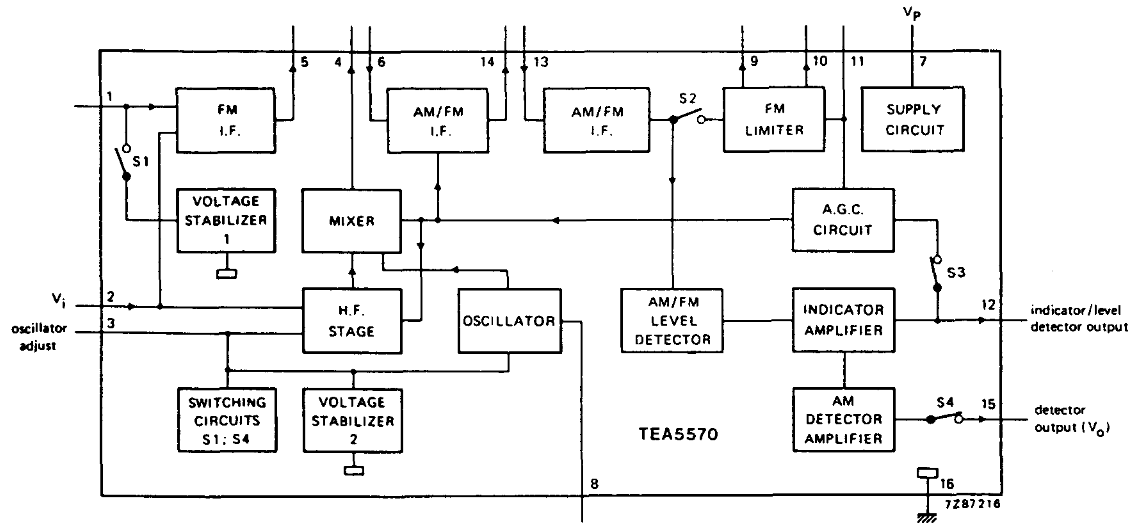
Dit IC wordt voornamelijk toegepast in draagbare radio's en klok-radio's. Naast de volledige AM-ontvanger bevat het IC de middenfrequent versterker voor FM en een elektronische AM/FM-omschakeling.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- intern blokschema: figuur 15/5.3-9
- voedingsspanning: +9,0 V max.
  +6,0 V geadviseerd
  +2,4 V min.
- voedingsstroom: 8,2 mA
- AM-gegevens
  - gevoeligheid: 7,0 μV voor 30 mV uit
    20 μV voor 26 dB S/R-verhouding
  - oversturings-vervorming: 10% bij U_{in} = 200 mV
  - harmonische vervorming: 2,5% max.
  - LF-uitgang: 100 mV voor 1 mV in
- FM-gegevens
  - gevoeligheid:
    130 μV voor −3 dB begrenzing
    6 μV voor 26 dB S/R-verhouding
  - harmonische vervorming: 0,3%
  - AM-onderdrukking: 50 dB
- AM/FM schakelaar: 400 μA
- meter-stroom: 250 μA gemiddeld

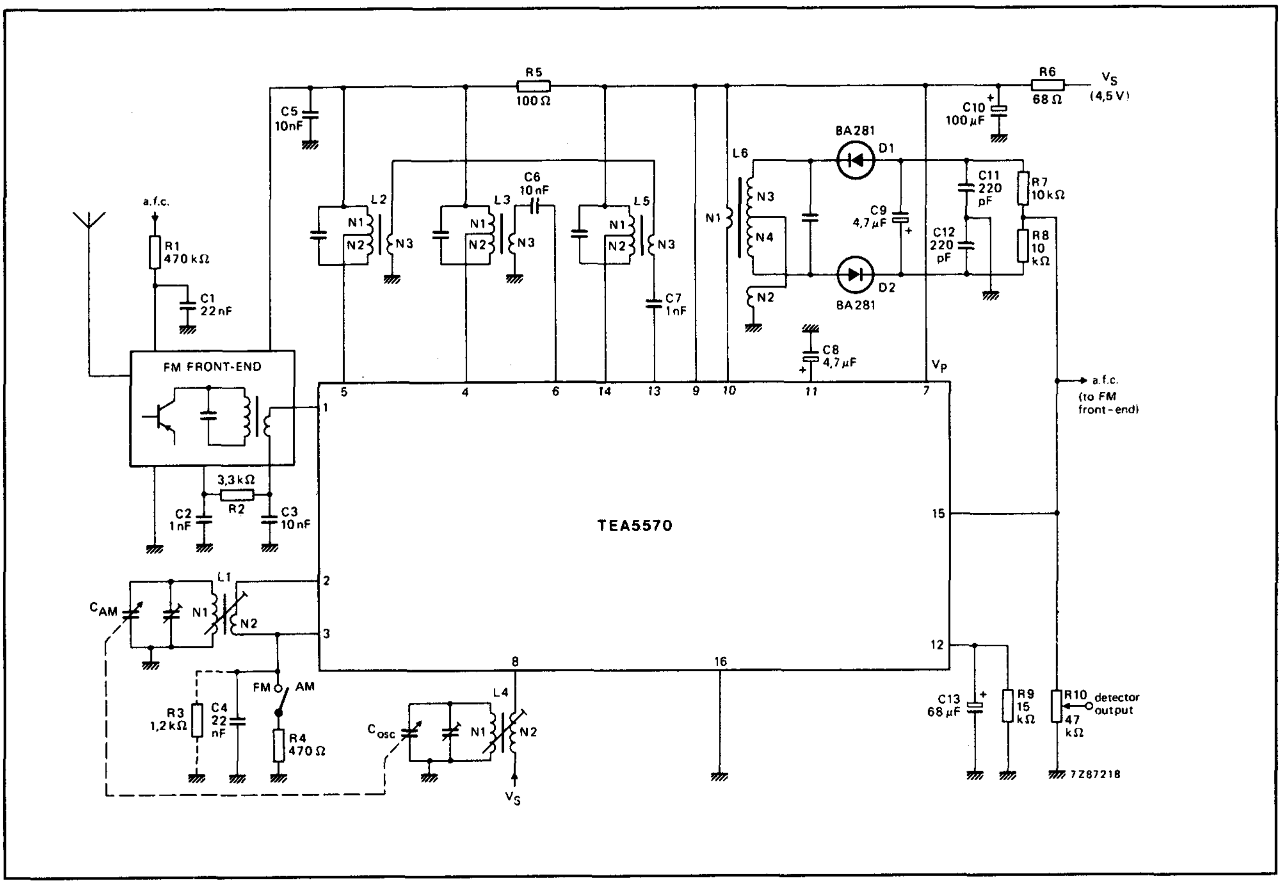
Voorbeeld-schakeling

Figuur 15/5.3-10 geeft het schema van een eenvoudige AM/FM-ontvanger met discreet samengestelde ratio-detector voor de FM-demodulatie.



Figuur 15/5.3-9: Intern blokschema van de TEA 5570.

5.3 Type-beschrijving AM/FM-combinaties



Figuur 15/5.3-10: Eenvoudige AM/FM-ontvanger met ratio-detector.

15/6

TV-schakelingen van Philips

Inhoud

SAB 3037	computer-interface voor tuning-besturing
TDA 3504	schakeling voor video-controle
TDA 3505	schakeling voor video-controle
TDA 3507	schakeling voor video-controle
TDA 3561A	PAL decoder
TDA 3565	PAL decoder
TDA 3566	PAL/NTSC decoder
TDA 3567	NTSC decoder
TDA 3569	NTSC decoder met RGB-blanking
TDA 3590A	SECAM processor
TDA 3592A	SECAM/PAL transcoder
TDA 3653B	vertikale afbuiging
TDA 3653C	vertikale afbuiging
TDA 3654	vertikale afbuiging
TDA 3654Q	vertikale afbuiging
TDA 3800G	geluidsprocessor voor stereo en dubbel geluid
TDA 3800GS	geluidsprocessor voor stereo en dubbel geluid
TDA 3803A	decoder voor stereo en dubbel geluid
TDA 3825	geluidsdemodulator voor FM
TDA 3826	geluidsdemodulator voor FM
TDA 3827	geluidsdemodulator met SCART-schakelaar en AF-controle
TDA 3830	BTSC-stereo/SAP/DBX-decoder
TDA 3833	BTSC-stereo/SAP/DBX-decoder met DBX-expander
TDA 3842/T	middenfrequent multistandaard versterker/demodulator
TDA 3843	geluidsdemodulator voor AM
TDA 3845	quasi-split en AM geluidsdemodulator
TDA 3856	quasi-split multistandaard geluidsdemodulator
TDA 3857	quasi-split geluidsprocessor met twee FM demodulators
TDA 3858	quasi-split multistandaard geluidsprocessor
TDA 3866	quasi-split multistandaard geluidsprocessor
TDA 4500	monochrome multi-chip
TDA 4503	monochrome multi-chip zonder afbuig-drivers
TDA 4510	PAL decoder
TDA 4532	SECAM decoder
TDA 4555	multistandaard decoder
TDA 4556	multistandaard decoder
TDA 4557	multistandaard decoder
TDA 4560	kleur-transiënt enhancer
TDA 4565	kleur-transiënt enhancer
TDA 4566	kleur-transiënt enhancer
TDA 4568	vertrager voor het luminance-signaal
TDA 4570	NTSC decoder
TDA 4580	chip voor volledige video-controle
TDA 4650	multistandaard kleurendecoder
TDA 4660	vertragingslijn (64 μs)
TDA 4670	beeld-enhancer voor kleurenontvangst
TDA 4680	video-processor
TDA 4685	video-processor

TDA 4800	vertikale afbuiging
TDA 4820T	synchronisatie scheider
TDA 5030A	mixer/oscillator voor VHF en voorversterker voor UHF
SAA 5191	Teletext video-processor
SAA 5231	Teletext video-processor
SAA 5243	besturings-chip voor Teletext
SAA 5244	Teletext decoder met video input processor
SAA 5245	besturings-chip voor Teletext
SAA 5246	Teletext decoder met video input processor
SAA 5250	interface voor Teletext data acquisition
TDA 5330T	mixer/oscillator voor VHF, UHF en Hyperband tuners
TDA 5332T	dubbele mixer/oscillator voor tuners
SAA 5351	beeldbuiscontroller voor Videotext terminals
SAA 5355	beeldbuiscontroller voor Videotext terminals
SAA 5361	beeldbuiscontroller voor Videotext terminals
TEA 5582	stereo decoder voor het BTSC-systeem
NE 5592	video versterker
TDA 6100Q	video uitgangsversterker
SAA 7157	clock-generator voor digitale TV
SAA 7191	digitale multistandaard decoder
SAA 7192	digitale video-formaat converter
SAA 7197	clock-generator voor digitale TV
TDA 8305A	multi-chip voor KTV-ontvangers
TDA 8340	middenfrequent versterker/demodulator
TDA 8340Q	middenfrequent versterker/demodulator
TDA 8341	middenfrequent versterker/demodulator
TDA 8341Q	middenfrequent versterker/demodulator
TDA 8349A	multistandaard middenfrequent versterker/demodulator
TDA 8370	horizontale en vertikale sync-processor
TDA 8380	controle-IC voor geschakelde voedingen
TDA 8415	geluidsprocessor voor stereo en dubbel geluid met I^2C-besturing
TDA 8416	geluidsprocessor voor stereo en dubbel geluid met I^2C-besturing
TDA 8417	geluidsprocessor voor stereo en dubbel geluid met I^2C-besturing
TDA 8440	video/audio-schakelaar met I^2C-besturing
TDA 8442	I^2C-interface voor kleurendecoders
TDA 8443A	RGB/YUV-schakelaar met I^2C-besturing
TDA 8490	SECAM decoder
TDA 8702	acht-bit DAC voor analoge video-herwinning
TDA 8702T	acht-bit DAC voor analoge video-herwinning
TDA 8708/T	interface voor analoge video-signalen
TDA 8709/T	interface voor analoge video-signalen
TDE 8712D	acht-bit DAC voor analoge video-herwinning
SAA 9042	Teletext-IC voor analoge en digitale TV's
TDA 9045	ingangsselector voor video-signalen
SAA 9051	digitale multistandaard decoder
SAA 9056	digitale SECAM-decoder voor S-VHS met I^2C-besturing
SAA 9057A	clock-generator voor digitale KTV-ontvangers
SAA 9058	sample-rate converter voor digitale TV's

SAA 9060	video-processor met ingebouwde DAC's
SAA 9065P	video-enhancer met DA-processor
TDA 9080	video-controle schakeling voor PAL/SECAM
TDA 9820	multistandaard geluidsdemodulator
TDA 9821	dubbele geluidsdemodulator

15/6.1

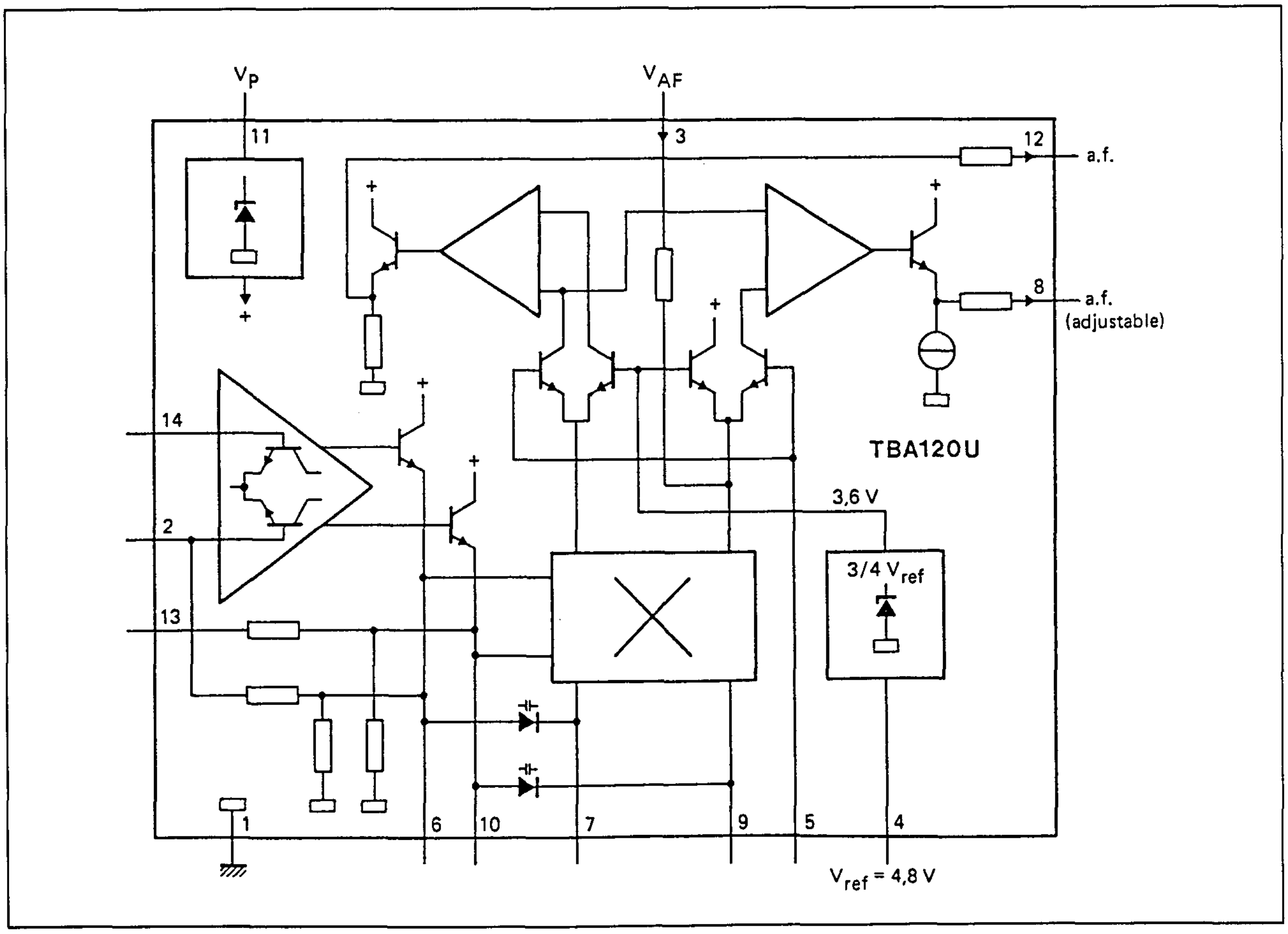
Type-beschrijving

TBA 120U

MF-versterker en -demodulator voor geluid

De TBA 120U is een middenfrequent versterker voor 5,5 MHz met een ingebouwde symmetrische FM-demodulator en een audiovoorversterker met regelbare uitgangsspanning. De audio-voorversterker is voorzien van een volume controle en een ingang voor het aansluiten van het audiosignaal van een videorecorder.

De MF-versterker kan zowel aangesloten worden op traditionele LC-filters als op ceramische banddoorlaatfilters.



Figuur 15/6.1-1: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TBA 120U.

6.1 Type-beschrijving

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-1
- intern blokschema: figuur 15/6.1-1
- maximale voedingsspanning: 18 V
- maximale voedingsstroom: 17,5 mA
- MF-gegevens
  - spanningsversterking: 68 dB typisch
  - ingangsimpedantie: 40 kΩ//6 pF
  - ingangsspanning voor begrenzing: 30 μV typisch
  - uitgangsspanning bij begrenzing: 250 mV typisch
  - AM-onderdrukking: 60 dB typisch
  - MF-residu op LF-uitgang: 30 mV typisch
- LF-gegevens
  - spanningsversterking: 7,5x typisch
  - regelbereik: 20 tot 36 dB
  - uitgangsimpedantie: 1,1 kΩ typisch
  - uitgangsspanning: 1,2 V_{eff} typisch
  - vervorming: 1 % typisch
- diversen
  - referentiespanning: 4,8 V typisch
  - referentie-impedantie: 12 Ω

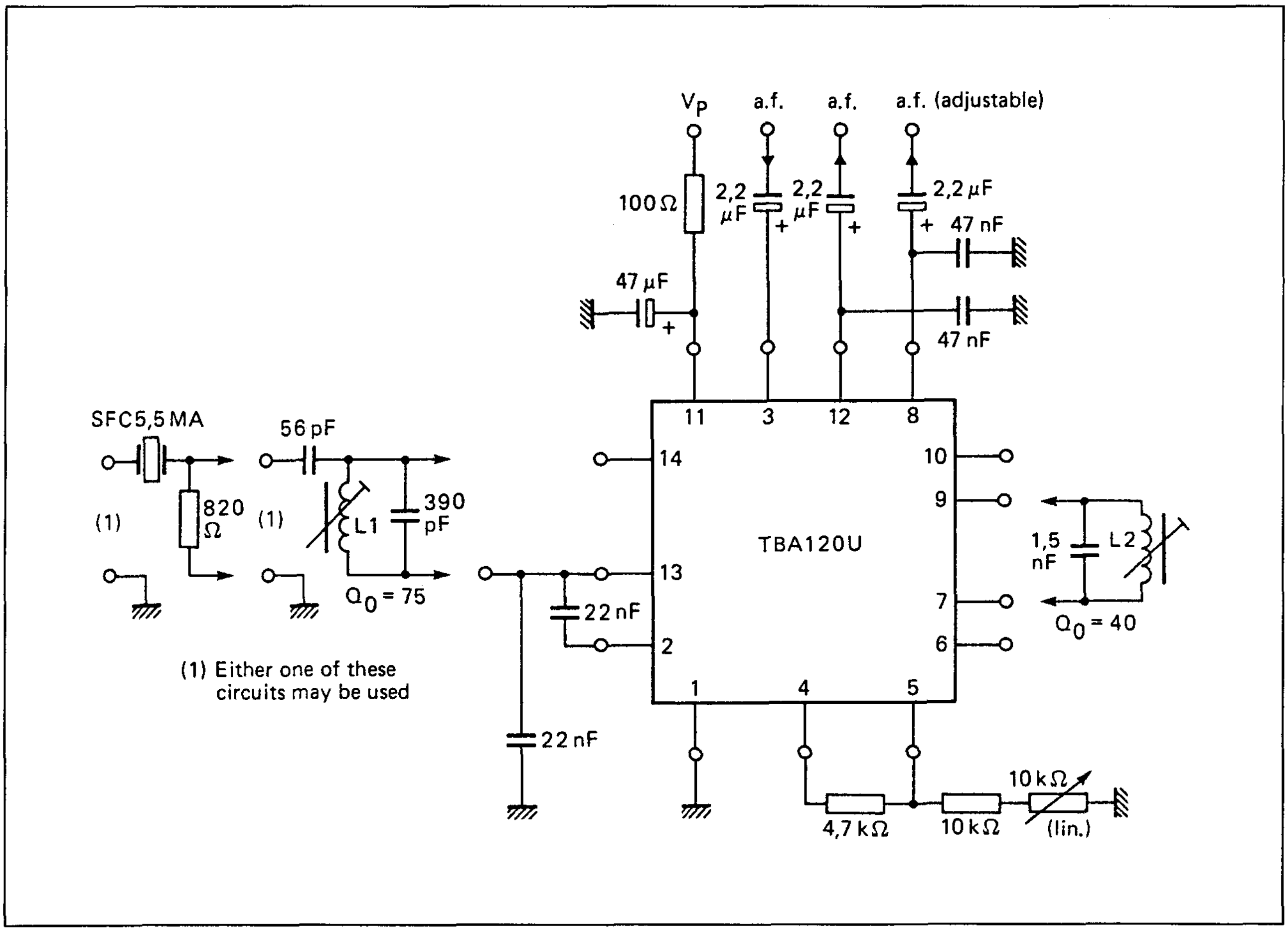
Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-2:

Standaard schakeling rond de TBA 120U.

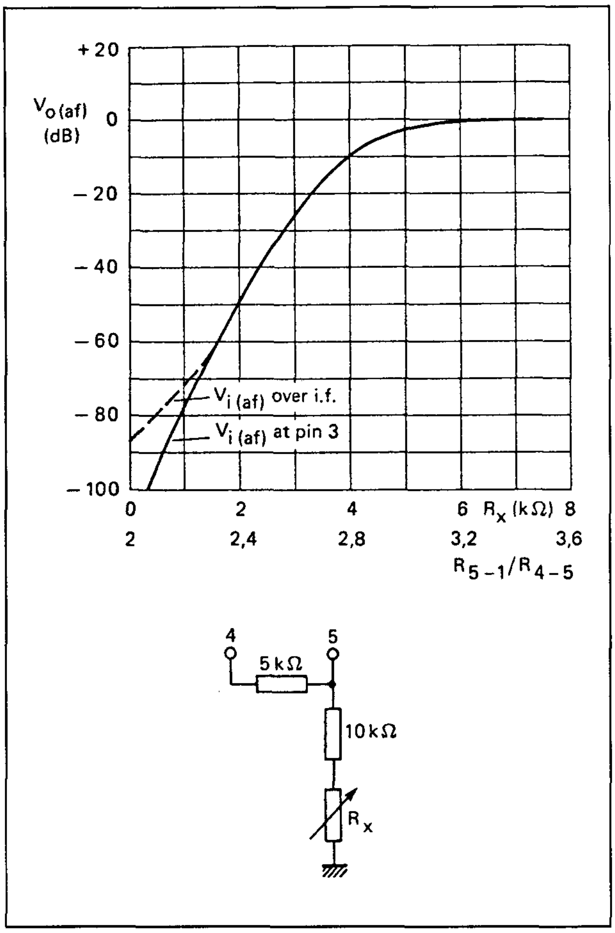
- figuur 15/6.1-3:

De laagfrequente uitgangsspanning op pen 8 als functie van de regelweerstand tussen de pennen 4, 5 en de massa.

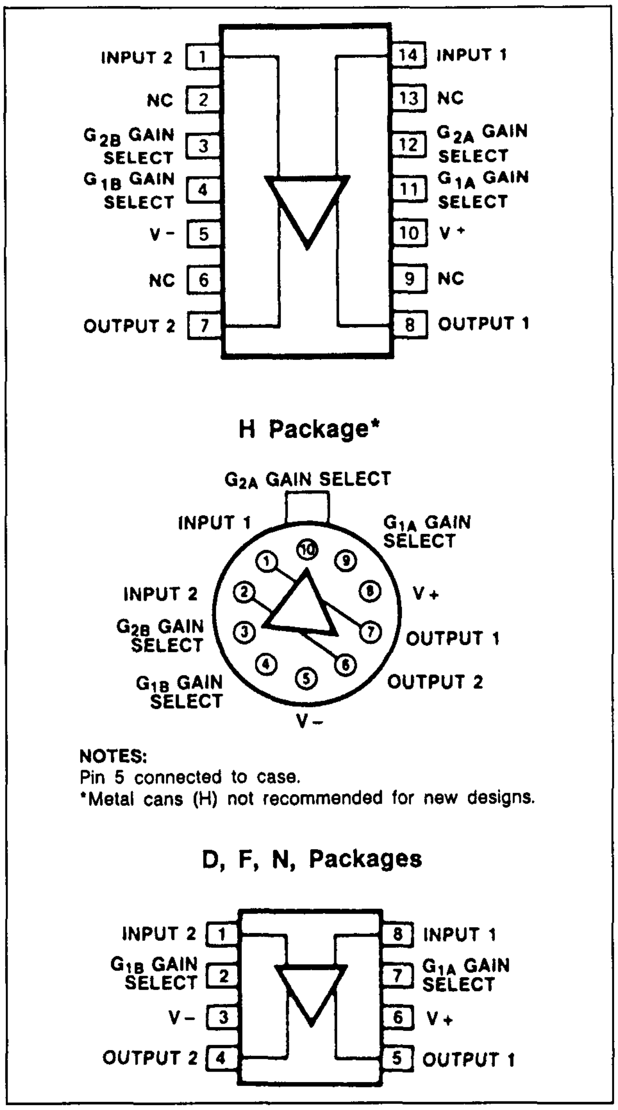


Figuur 15/6.1-2: Standaard schakeling rond de TBA 120U.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-3: Het regelbereik van de weerstand tussen de pennen 4 en 5 en de massa.



Figuur 15/6.1-4: Aansluitgegevens van de drie leverbare behuizingen van de NE 592.

NE 592

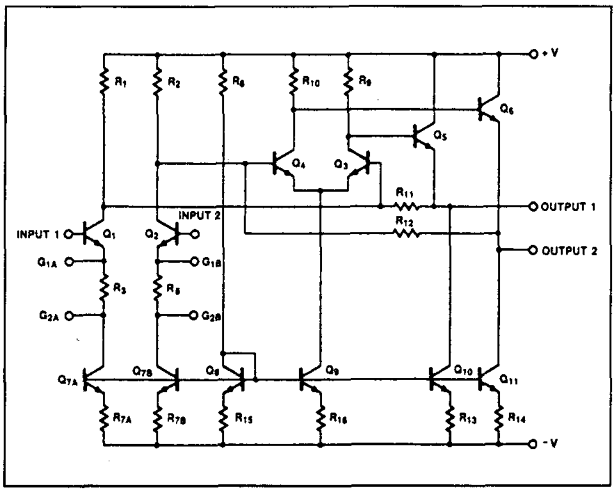
Video-versterker

De NE 592 is een twee-traps differentiële video-versterker met niet alleen een differentiële ingang, maar ook een differentiële uitgang. De spanningsversterking is intern vast ingesteld op 100 en 400, maar kan door het aanbrengen van één extern weerstand ingesteld worden tussen 0 en 400. De ingangstrappen van de schakeling zijn zo ontworpen, dat het IC ingezet kan worden in filters.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-14, DIL-8, 10-pens metal
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-4
- intern schema: figuur 15/6.1-5
- maximale voedingsspanning: +/-8 V
- maximale voedingsstroom: +/-24 mA
- spanningsversterking: 400 typisch
- ingangsimpedantie: 4 kΩ//2 pF typisch
- offsetstroom: 5,0 μA max.
- biasstroom: 30 μA max.
- ingangsspanning: +/-1 V max.
- uitgangsstroom: 10 mA max.
- uitgangsspanning: 4,0 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$ max.
- uitgangsimpedantie: 20 Ω typisch

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-5: Intern schema van de NE 592.

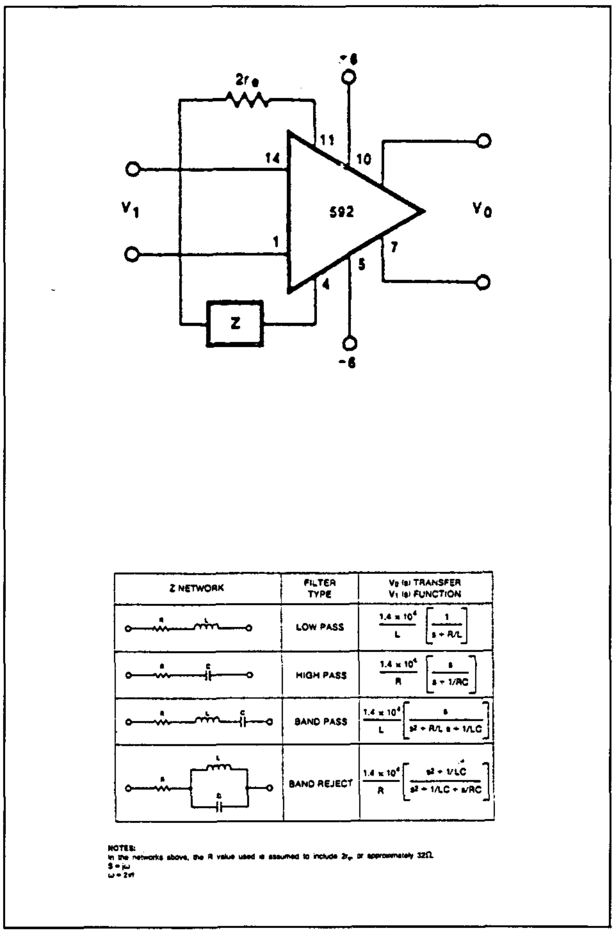
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-4
- intern schema: figuur 15/6.1-5
- maximale voedingsspanning: +/-8 V
- maximale voedingsstroom: +/-24 mA
- spanningsversterking: 400 typisch
- ingangsimpedantie: 4 kΩ//2 pF typisch
- offsetstroom: 3,0 µA max.
- biasstroom: 20 µA max.
- ingangsspanning: +/-1 V max.
- uitgangsstroom: 10 mA max.
- uitgangsspanning: 4,0 V max.
- uitgangsimpedantie: 20 Ω typisch

Voor de voorbeeld-schakeling wordt verwezen naar de bespreking van de NE 592.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-6:

Typische filterconfiguratie rond de NE 592 met de filterelementen en de filterwaarden.



Figuur 15/6.1-6: De NE 592 gebruikt in een standaard filterschema.

SA 592

Video-versterker

Vergelijkbaar met de NE 592, echter alleen leverbaar in DIL-8 behuizing met uitgebreid temperatuurbereik van -40 tot +85 °C.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-4
- intern blokschema: figuur 15/6.1-5

Voor de overige gegevens en voorbeeld-schakeling wordt verwezen naar de bespreking van de NE 592.

SE 592

Video-versterker

Pen- en functie-compatible met de NE 592, maar met enige afwijkende specificaties.

Technische gegevens

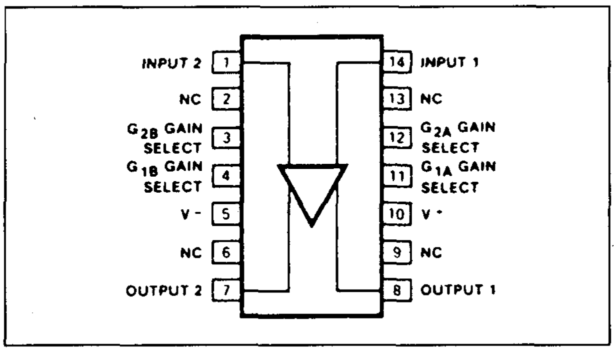
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-14, DIL-8, 10-pens metal

6.1 Type-beschrijving

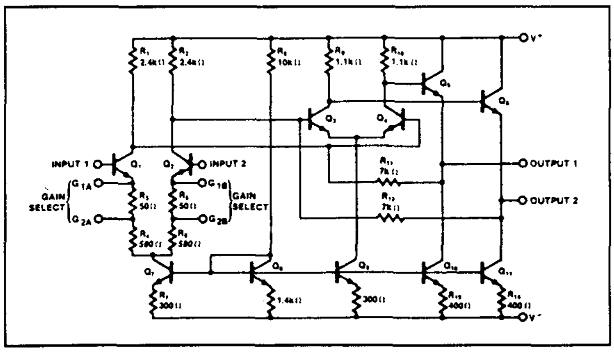
µA 733

Video-versterker

De µA 733 is een differentiële video-versterker met niet alleen symmetrische ingangen, maar ook symmetrische uitgangen. De spanningsversterking is intern ingesteld op 10, 100 of 400, maar kan door middel van één externe weerstand ingesteld worden tussen 10 en 400. Er zijn geen externe frequentie-compenserende schakelingen noodzakelijk, zelfs bij de maximale versterking.



Figuur 15/6.1-7: Aansluitgegevens van de µA 733.



Figuur 15/6.1-8: Intern schema van de µA 733.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-7
- intern schema: figuur 15/6.1-8
- maximale voedingsspanning: +/-8 V
- maximale voedingsstroom: +/-27 mA
- spanningsversterking: 400, 100, 10 typisch
- bandbreedte: 40, 90, 120 MHz typisch
- stijgtijd: 10,5, 4,5, 2,5 typisch
- ingangsimpedantie: 4 kΩ//2 pF typisch
- offsetstroom: 3,0 µA max.
- biasstroom: 20 µA max.
- ingangsspanning: +/-1 V max.
- uitgangsstroom: 3,6 mA max.
- uitgangsspanning: +/-4,0 V max.
- uitgangsimpedantie: 20 Ω typisch

µA 733C

Video-versterker

Pen- en functie-compatible met de µA 733, echter met enigszins afwijkende specificaties.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-7
- intern schema: figuur 15/6.1-8
- maximale voedingsspanning: +/-8 V
- maximale voedingsstroom: +/-27 mA
- spanningsversterking: 400, 100, 10 typisch
- bandbreedte: 40, 90, 120 MHz typisch
- stijgtijd: 10,5, 4,5, 2,5 typisch
- ingangsimpedantie: 4 kΩ//2 pF typisch
- offsetstroom: 5,0 µA max.
- biasstroom: 30 µA max.
- ingangsspanning: +/-1 V max.
- uitgangsstroom: 3,6 mA max.
- uitgangsspanning: +/-4,0 V max.
- uitgangsimpedantie: 20 Ω typisch

TEA 1039

Regel-IC voor geschakelde voedingen

De TEA 1039 bevat alle regelschakelingen voor de besturing en stabilisatie van een geschakelde voeding, zoals die tegenwoordig steeds in een TV wordt toegepast.
Het IC bevat de onderstaande elementen:

- frequentie en duty-cycle regeling;

6.1 Type-beschrijving

- inzetbaar bij voorwaartse en achterwaartse (flyback) regelingen;
- instelbare ingangsgevoeligheid;
- instelbare regeling van de maximale uitgangsstroom;
- beveiliging tegen te hoge of te lage voedingsspanning;
- mogelijkheid tot het instellen van een "slow-start" van de uitgangsspanning.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: speciaal, zie figuur 15/6.1-9
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-9
- intern blokschema: figuur 15/6.1-10
- maximale voedingsspanning: 20 V
- maximale voedingsstroom: 13 mA
- frequentiebereik regeling: 1 Hz tot 100 kHz
- overige technische gegevens: figuur 15/6.1-11

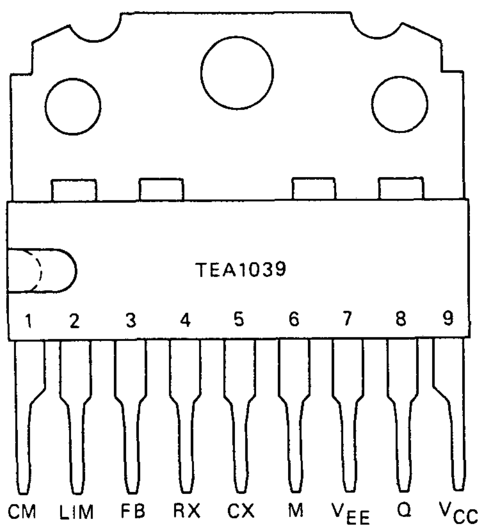
Functionele beschrijving

De TEA 1039 produceert de pulsen die worden gebruikt voor het aan- of uitsturen van de serietransistor in de geschakelde voeding. Deze pulsen kunnen zowel in frequentie als in puls/pause-verhouding geregeld worden. De schakeling kan zowel gevoed worden uit de ongestabiliseerde als uit de gestabiliseerde spanning. In het laatste geval moet echter een extern start-up circuit aanwezig zijn. De schakeling heeft een interne beveiliging tegen te hoge of te lage voedingsspanning. Gaat de voeding buiten bereik, dan zal de interne oscillator onmiddellijk stoppen en zal de duty-cycle van de uitgangspulsen naar 0 terug vallen.

De mode-ingang M bepaalt of de schakeling in frequentie dan wel in duty-cycle regeling werkt. Legt men deze ingang aan de massa, dan werkt de schakeling als frequentieregelaar. De pulsbreedte blijft dan constant. Laat men M open, dan wordt de duty-cycle regeling actief. De frequentie van de uitgangspulsen is dan constant.

De frequentie van de uitgangspuls wordt bepaald door een condensator tussen pen 5 en de massa en een weerstand tussen pen 4 en de massa.

De condensator wordt opgeladen door een interne stroombron, waarvan de stroom wordt bepaald door de waarde van de externe weerstand.

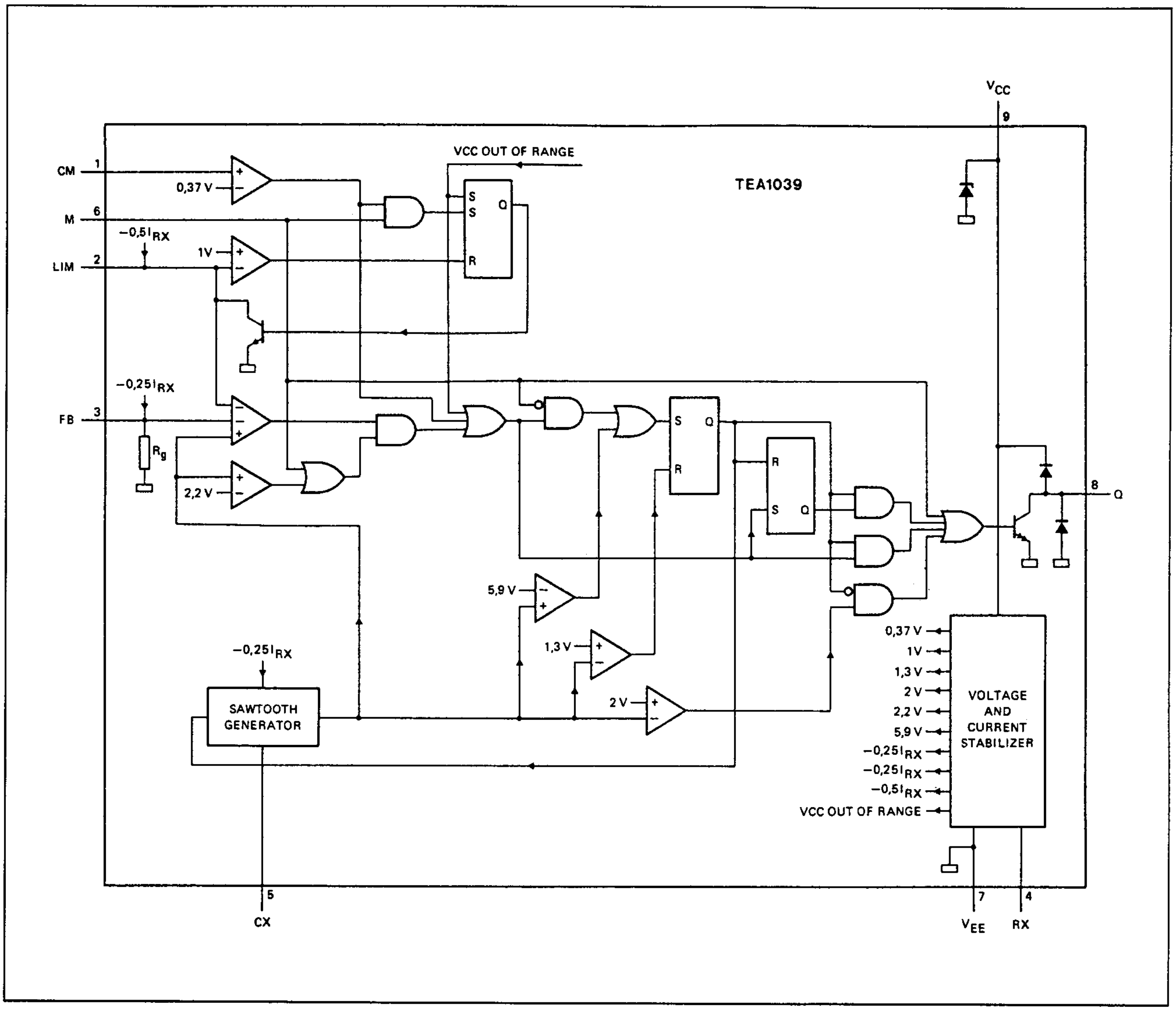


PINNING

1	CM	overcurrent protection input
2	LIM	limit setting input
3	FB	feedback input
4	RX	external resistor connection
5	CX	external capacitor connection
6	M	mode input
7	V_{EE}	common
8	Q	output
9	V_{CC}	positive supply connection

Figuur 15/6.1-9: Behuizing en aansluitgegevens van de TEA 1039.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-10: Intern blokschema van de TEA 1039.

Deze twee externe componenten bepalen de minimale frequentie in de frequentie mode van het IC. In de duty cycle modus bepalen deze onderdelen de vaste frequentie.
De feedback-ingang op pen 3 vergelijkt de ingangsstroom met een door een interne stroombron gegenereerde stroom. De waarde van deze stroom wordt ingesteld door de weerstand die tussen pen 4 en de massa is geschakeld. De spanning op pen 3 bepaalt de werking van het IC op de volgende manier. In de frequentie mode zal de uitgangsfrequentie des te lager zijn naarmate de spanning op pen 3 hoger is. In de duty-cycle mode bepaalt de spanning op pen 3 het moment waarop de uitgangspuls van "H" weer naar L" schakelt.
De "Limit Setting Input" op pen 2 bepaalt de minimale frequentie of de maximale duty-cycle van het IC. Deze grenzen worden ingesteld door een externe weerstand die wordt geschakeld tussen pen 2 en de massa. De "slow-start"-procedure wordt actief door het schakelen van een externe condensator tussen pen 2 en de massa. Het gevolg is dat in de frequentie mode de frequentie lang-

zaam daalt van de maximale frequentie naar de werkfrequentie. In de duty-cycle mode zal de duty-cycle langzaam stijgen van 0 naar de werkbare waarde. Als de spanning op pen 1 (de overcurrent protection) groter wordt dan 0,37 V zal de uitgangspuls onmiddellijk wegvallen. De uitgang op pen 8 is samengesteld uit een open-collector transistor, die alleen belast mag worden met een sinkstroom.

	symbol	min.	typ.	max.	unit
Oscillator connections RX and CX (pins 4 and 5)					
Voltage at RX connection at $-I_4$ = 0,15 to 1 mA	V_{4-7}	6,2	7,2	8,1	V
variation with temperature	$\Delta V_{4-7}/\Delta T$	–	2,1	–	mV/K
Lower sawtooth level	V_{LS}	–	1,3	–	V
Threshold voltage for output H to L transition in F mode	V_{FT}	–	2	–	V
Threshold voltage for maximum frequency in F mode	V_{FM}	–	2,2	–	V
Higher sawtooth level	V_{HS}	–	5,9	–	V
Internal capacitor charging current, CX connection	$-I_{CX}$	–	0,25 I_{RX}	–	mA
Oscillator frequency (output pulse repetition frequency)	f_o	1	–	10^5	Hz
Minimum frequency in F mode, initial deviation	$\Delta f/f$	−10	–	10	%
variation with temperature	$\frac{\Delta f/f}{\Delta T}$	–	0,034	–	%/K
Maximum frequency in F mode, initial deviation	$\Delta f/f$	−20	–	+20	%
variation with temperature	$\frac{\Delta f/f}{\Delta T}$	–	−0,16	–	%/K
Output LOW time in F mode, initial deviation	$\Delta t/t$	−25	–	+25	%
variation with temperature	$\frac{\Delta t/t}{\Delta T}$	–	0,2	–	%/K
Pulse repetition frequency in D mode, initial deviation	$\Delta f/f$	−10	–	10	%
variation with temperature	$\frac{\Delta f/f}{\Delta T}$	–	0,034	–	%/K
Minimum output LOW time in D mode at C_5 = 3,6 nF	t_{OLmin}	–	1	–	µs
variation with temperature	$\frac{\Delta t/t}{\Delta T}$	–	0,2	–	%/K
Output Q (pin 8)					
Output voltage LOW at I_8 = 100 mA	V_{8-7}	–	0,8	1,2	V
variation with temperature	$\Delta V_{8-7}/\Delta T$	–	1,5	–	mV/K
Output voltage LOW at I_8 = 1 A	V_{8-7}	–	1,7	2,1	V
variation with temperature	$\Delta V_{8-7}/\Delta T$	–	−1,4	–	mV/K
Feedback input FB (pin 3)					
Input voltage for duty factor = 0; M input open	V_{3-7}	0	–	0,3	V
Internal reference current	$-I_{FB}$	–	0,5 I_{RX}	–	mA
Internal resistor R_g	R_g	–	130	–	kΩ
Limit setting input LIM (pin 2)					
Threshold voltage	V_{2-7}	–	1	–	V
Internal reference current	$-I_{LIM}$	–	0,25 I_{RX}	–	mA
Overcurrent protection input CM (pin 1)					
Threshold voltage	V_{1-7}	300	370	420	mV
variation with temperature	$\Delta V_{1-7}/\Delta T$	–	0,2	–	mV/K
Propagation delay, CM input to output	t_{PHL}	–	500	–	ns

Figuur 15/6.1-11: Overige specificaties van de TEA 1039.

De uitgang wordt beschermd door dioden, tussen de uitgang, de massa en de voeding.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/6.1-12:

In deze voorbeeld-schakeling wordt de TEA 1039 gebruikt in de frequentie mode. De scheiding tussen het op de 220 V netspanning aangesloten primaire circuit en het secundaire circuit wordt uitgevoerd door middel van een optische koppelaar.

- figuur 15/6.1-13:

Een voorbeeld-schakeling, waarbij de TEA 1039 wordt gebruikt in de duty-cycle mode. Ook nu wordt een optische koppelaar toegepast voor het galvanisch scheiden van het primaire en secundaire circuit.

TDA 1082

Oost-west correctie netwerk

De TDA 1082 bevat alle noodzakelijke schakelingen voor het uitvoeren van de oost-west correctie in kleuren beeldbuizen. De schakeling is geschikt voor klasse-A of klasse-D werking en bevat de onderstaande functies:

- een differentiële ingangskring;
- een blokvormer;
- een differentiële uitgangstrap met driver;
- een beveiligingsschakeling;
- een schakeling die de stroom uitschakelt gedurende de terugslag van de spot;
- een spanningsstabilisator.

Technische gegevens

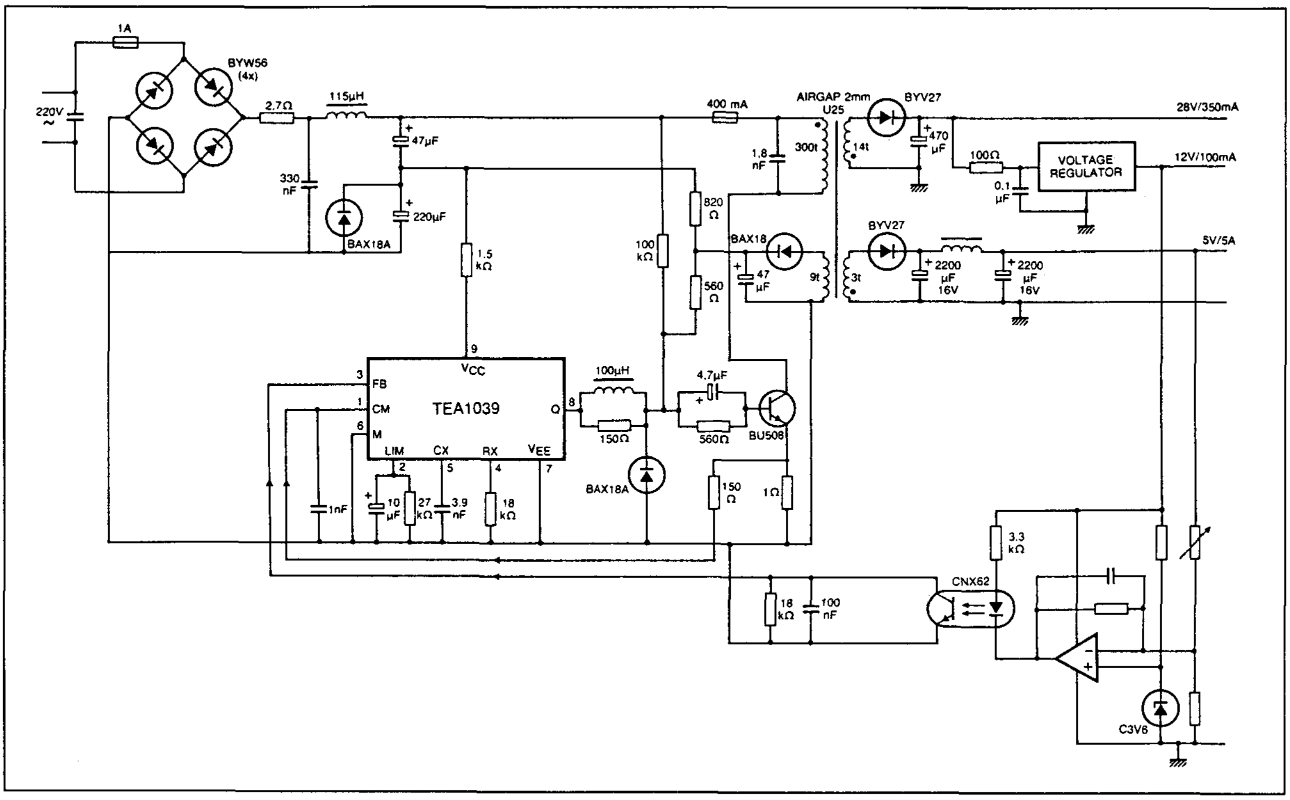
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-14
- intern blokschema: figuur 15/6.1-14
- maximale voedingsspanning: 16 V
- maximale voedingsstroom: 17 mA
- overige technische gegevens: figuur 15/6.1-15

Voorbeeld-schakeling

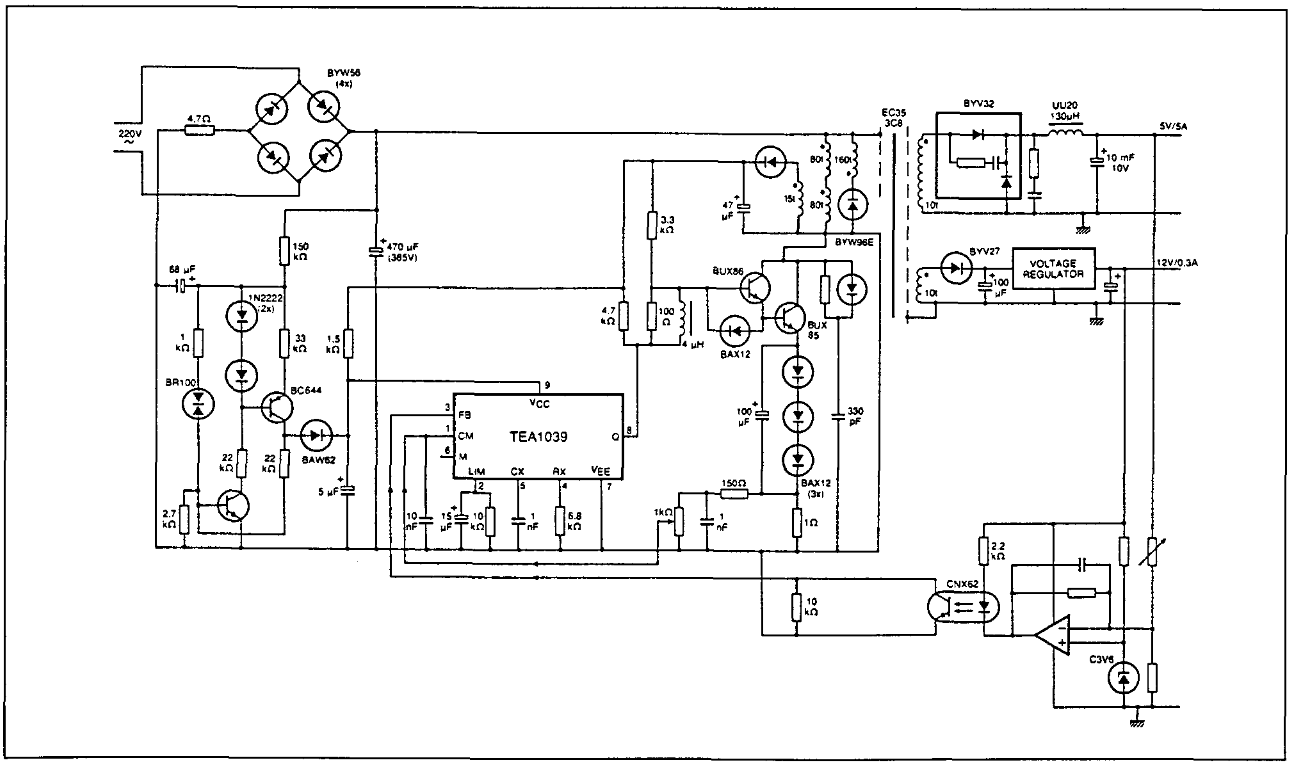
- figuur 15/6.1-16:

Standaard schakeling rond de TDA 1082 met instelling in klasse-D.

6.1 Type-beschrijving

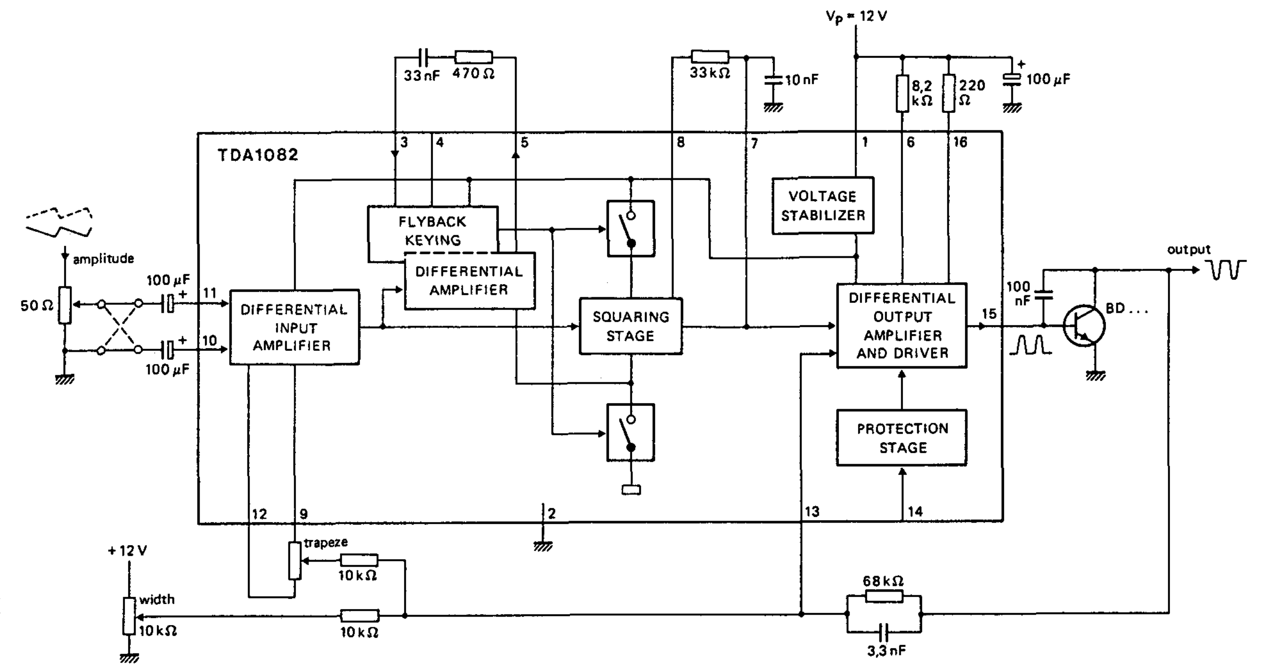


Figuur 15/6.1-12: Een voorbeeld-schakeling, waarbij de TEA 1039 wordt gebruikt in de frequentie mode.



Figuur 15/6.1-13: In deze schakeling wordt de TEA 1039 gebruikt in de duty-cycle mode.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-14: Aansluitgegevens en blokschema van de TDA 1082.

SAA 1300

Tuner-schakelaar met I^2C-bus besturing

De SAA 1300 schakelt de voedingsspanning van verschillende subsystemen in en uit op commando van een I^2C-signaal.

Daarnaast kan dit IC gebruikt worden om stromen te leveren aan schakeldioden in TV-tuners.

Het IC heeft vijf uitgangen die tot 85 mA kunnen leveren en die voorzien zijn van een automatische stroombegrenzing. Deze vijf uitgangstrappen worden gestuurd vanuit een intern schuifregister met latches, dat gevuld wordt met de data die in het I^2C-woord gecodeerd zijn.

Het IC is uitgerust met een "power-on"-reset, die de uitgangen 2 tot en met 5 in de OFF-mode zet.

Uitgang 1 kan ook als ingang gebruikt worden. Deze pen gaat naar een interne ADC, die de spanning op OUT1 vergelijkt met drie drempels. Op deze manier is het mogelijk tot drie identieke schakelingen te cascaderen en door het spanningsniveau op de OUT1-pennen een van de drie te activeren.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT-142
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-17
- intern blokschema: figuur 15/6.1-17
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 70 mA
- I^2C-besturing: figuur 15/6.1-18
- overige technische gegevens: figuur 15/6.1-19

6.1 Type-beschrijving

Parameter	Symbool			Waarde
Sawtooth signal (pin 10 or 11)				
Input voltage d.c. value	V_i	typ.		2,5 V
Input resistance	R_i	typ.		5,6 kΩ
		<		7,0 kΩ
Correcting signals (pin 13)				
Input voltage d.c. value	V_{13}	typ.		0,6 V
Input current	I_{13}	typ.		0,5 mA
Flyback keying (pin 3)				
Input current range	I_3	0,05	to	5 mA
Peak value, d = 5%	I_3	typ.		20 mA
Threshold (pin 14)				
Input voltage at I_{14} = 200 µA for switching off the driver stage	V_i	typ.		8 V
		7,2	to	8,8 V
Output stage (pin 6)				
Generator current	I_6	typ.		1 mA
Flyback differential amplifier (pin 5)				
D.C. value output voltage	V_5	typ.		6 V
Output resistance	R_5	typ.		5,6 kΩ
Squaring stage (pin 7)				
D.C. value output voltage	V_7	typ.		6 V
Peak to peak value output voltage	$V_{7(p-p)}$	typ.		1,5 V
Output resistance	R_7	5,6	to	9,4 kΩ
		typ.		7,5 kΩ
Correction trapezoidal deformation (pins 9 and 12)				
D.C. voltage	$V_{9,12}$	typ.		5 V
Output resistance	$R_{9,12}$	typ.		7,5 kΩ
Driver output (pin 15)				
Output current	$-I_{15}$	<		50 mA
Drift of d.c. collector voltage				
Of external transistor in closed loop T_{amb} = 15 to 70 °C; V_{CO} = 8 V	ΔV_C	typ.		0,7 V

Figuur 15/6.1-15: Overige gegevens van de TDA 1082.

Functionele beschrijving

De ene I/O-trap (OUT1) wordt steeds als ingang geschakeld na een power-on reset. Of deze situatie zo blijft is afhankelijk van de inhoud van het eerste I^2C-byte dat ontvangen wordt. Als de twee eerste bits "L" zijn wordt OUT1 als uitgang geschakeld. In de drie overige code-combinaties blijft deze pen een ingang, waarbij het adres geaccepteerd wordt als de spanning op OUT1 gelijk is aan respectievelijk LOW, HIGH en MEDIUM. Op deze manier kan men drie identieke schakelingen cascaderen, waarbij het op een heel eenvoudige manier mogelijk is één van de drie te selecteren.

TDA 2501

PAL-NTSC encoder

De TDA 2501 zet de twee kleurverschilsignalen R-Y en B-Y op één draaggolf. Door middel van quadrature-modulatie wordt de modulatie in overeenstemming gebracht met de PAL- of NTSC-normen.

Het IC voert de onderstaande bewerkingen uit:

- genereert twee sinusoidale draaggolven die 90° in fase verschoven zijn;
- accepteert externe draaggolven;
- inverteert een van de uitgangen als het de bedoeling is volgens de PAL-norm te moduleren;
- sommeert de uitgangen van de twee modulatoren zodat een quadrature-modulatie ontstaat;
- clampt de uitgang op een referentiewaarde;
- deelt de frequentie van de horizontale sync-pulsen door drie.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-20
- intern blokschema: figuur 15/6.1-20
- maximale voedingsspanning: 10 V
- maximale voedingsstroom: 64 mA
- overige technische gegevens: figuur 15/6.1-21

Functionele beschrijving

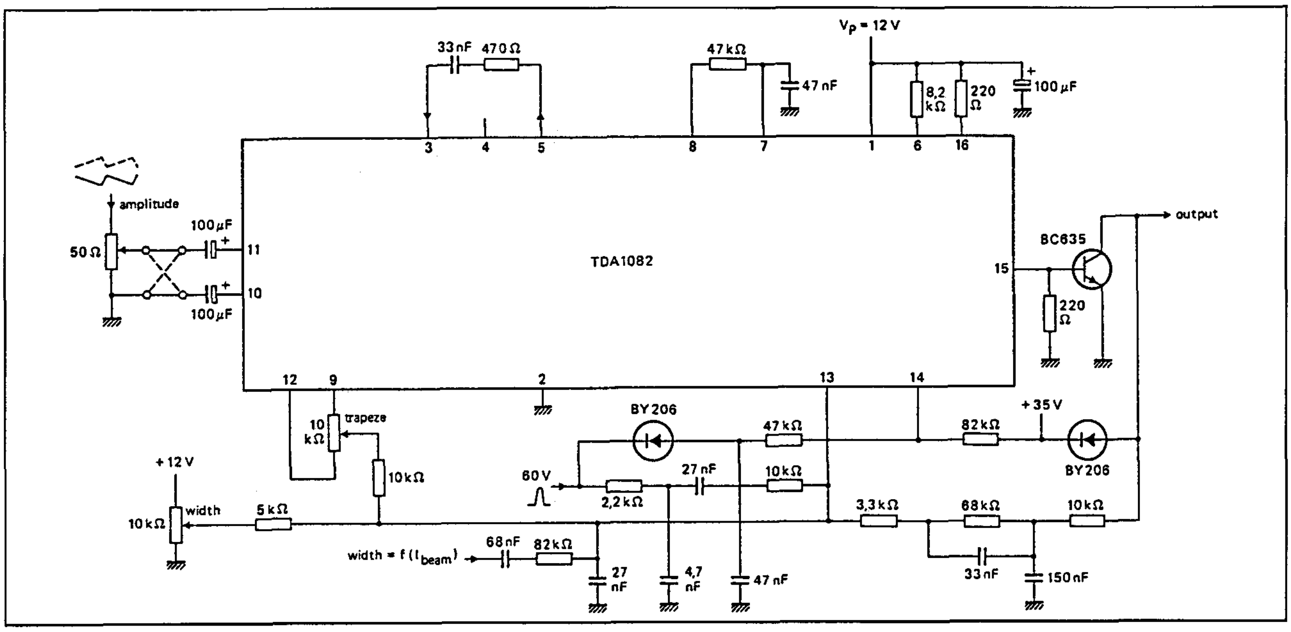
De kleurverschilsignalen B-Y en R-Y mogen een maximale amplitude van 1,4 V hebben. Deze worden aangeboden aan de pennen 12 en 5.

Beide ingangen moeten 0 V worden gedurende de lijn-blancking minus de burstperiode.

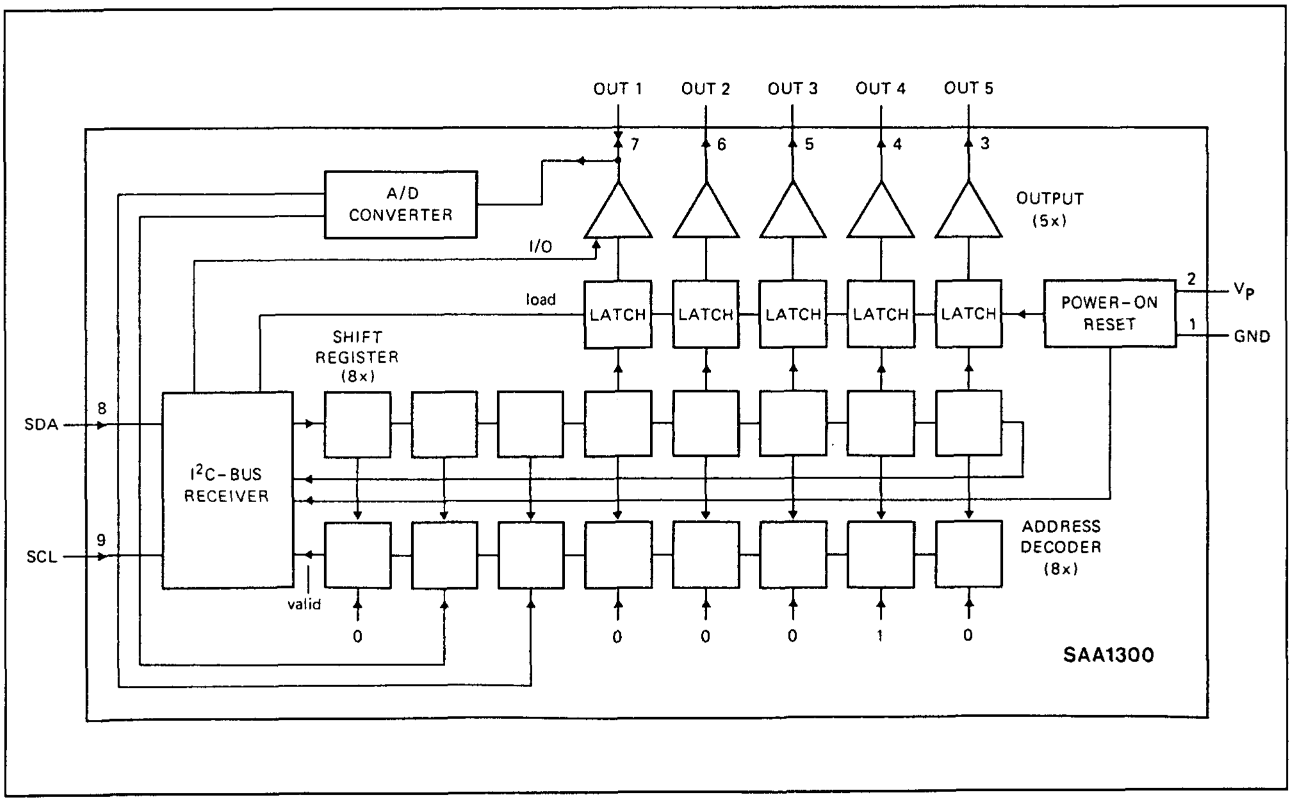
Gedurende deze periode worden de uitgangen op het juiste niveau geclampt door het aanleggen van een "H" op pen 7.

Op de uitgang moet een banddoorlaatfilter worden aangesloten, dat er voor zorgt dat de DC-component van het (R-Y)+(B-Y)-signaal wordt onderdrukt.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-16: Het standaardschema rond de TDA 1082.



Figuur 15/6.1-17: Aansluitgegevens en intern blokschema van de SAA 1300.

6.1 Type-beschrijving

Address, first byte

0 1 0 0 0 A B 0 where,

A	B	function	condition
0	0	general address	OUT 1 = output
0	1	OUT 1 = input	address accepted if $V_{OUT\,1} = V_{OUT\,L}$ (LOW)
1	0	OUT 1 = input	address accepted if $V_{OUT\,1} = V_{OUT\,H}$ (HIGH)
1	1	OUT 1 = input	address accepted if $V_{OUT\,1} = V_{OUT\,M}$ (MEDIUM)

Data, second byte

OUT 5, OUT 4, OUT 3, OUT 2, OUT 1, X, X, X

Figuur 15/6.1-18: I^2C-gegevens, eerste adres-byte en tweede data-byte.

parameter	symbol	min.	typ.	max.	unit
Power-on reset level output stage in "OFF' condition	V_{PR}	–	3,5	3,8	V
Maximum power dissipation*	P_{max}	–	650	–	mW
Inputs SDA, SCL (pins 8 and 9)					
Input voltage HIGH	V_{IH}	3,0	–	5,5	V
Input voltage LOW	V_{IL}	0	–	1,5	V
Input current HIGH	$-I_{IH}$	–	–	10	µA
Input current LOW	I_{IH}	–	–	0,4	µA
Acknowledge sink current	I_{ACK}	2,5	–	–	mA
Maximum input frequency	$f_{I\,max}$	100	–	–	kHz
Outputs OUT 1 to OUT 5 (pins 3 to 7)					
Maximum output current; source: "ON"	I_{Oso}	+ 85	–	+ 150	mA
Maximum output current; source: "ON" $T_{amb} = 80\ ^oC$	I_{Oso}	60	–	–	mA
Output voltage HIGH at $I_{Oso} = 85$ mA	V_{OH}	V_P-2	–	–	V
Output current; sink "OFF"	I_{Osi}	–100	–300	–	µA
Output voltage LOW at $I_{Osi} = -100\ \mu A$	V_{OL}	–	–	100	mV
Output voltage MEDIUM at $I_O = 10$ mA	V_{OM}	$V_P-0,5$	–	–	V
OUT 1 used as subaddressing input					
Input voltage HIGH (code 1 0)	$V_{OUT\,1H}$	0,72 V_P	–	V_P	V
Input voltage MEDIUM (code 1 1)	$V_{OUT\,1M}$	0,39 V_P	–	0,61 V_P	V
Input voltage LOW (code 0 1)	$V_{OUT\,1L}$	0	–	0,28 V_P	V

Figuur 15/6.1-19: Overige technische specificaties van de SAA 1300.

De interne draaggolf wordt gegenereerd door een kristalgestuurde oscillator. Deze oscillator genereert een sinusoidaal signaal met een zeer lage harmonische vervorming en een amplitude van ongeveer 500 mV. Deze amplitude kan desgewenst worden gevarieerd tussen 0 mV en 800 mV door het aanleggen van een stuurstroom op pen 1 tussen +250 µA en -150 µA.

De 90° in fase verschoven draaggolf ontstaat doordat twee geïnverteerde draaggolfuitgangen op de pennen 2 en 15 ter beschikking staan.

Tussen deze twee uitgangen moet een RC-netwerk worden aangesloten om de gewenste 90° faseverschuiving te verkrijgen. De condensator mag maximaal 33 pF groot zijn. Een externe draaggolf kan worden aangesloten op pen 1.

TDA 2506

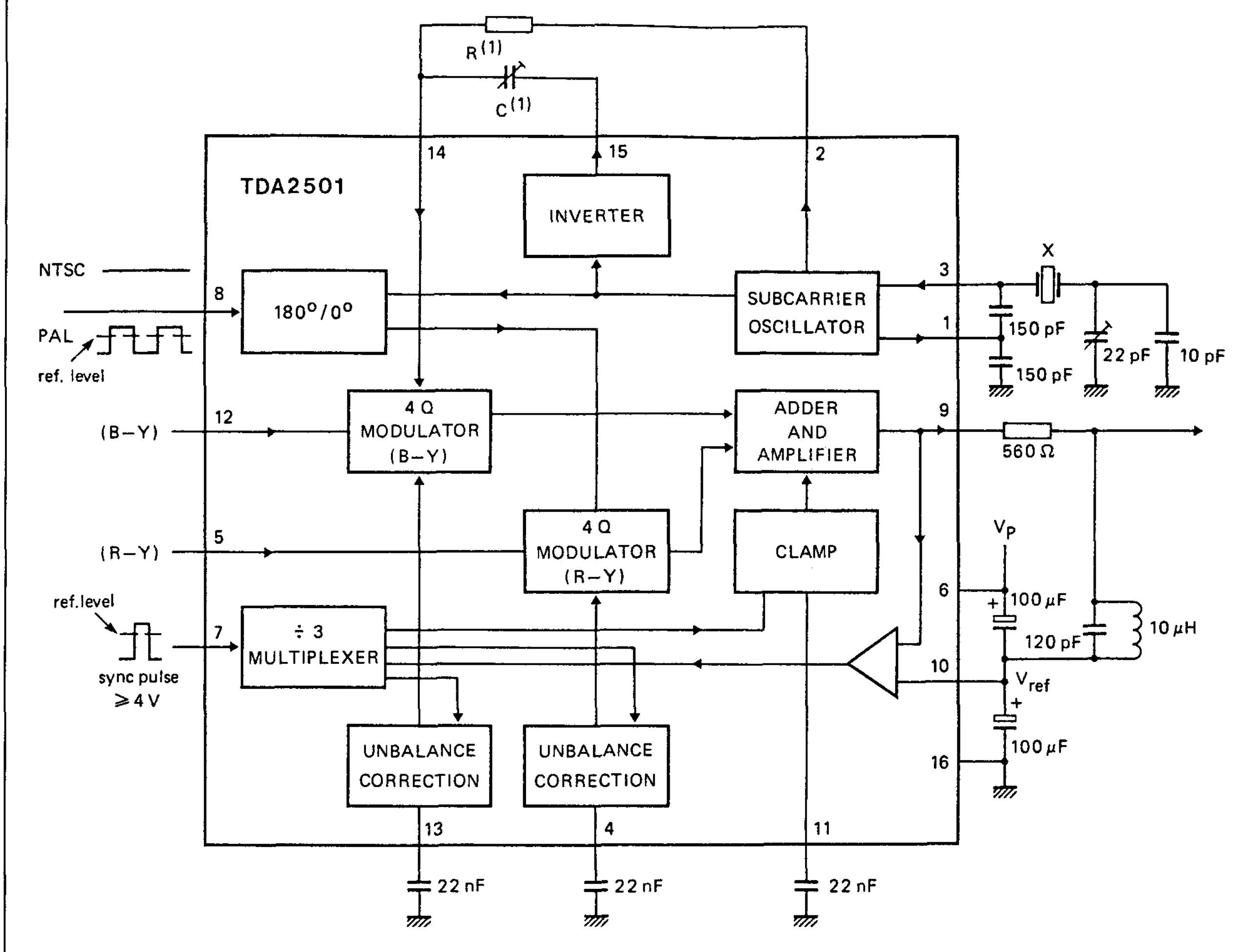
SECAM encoder

De TDA 2506 converteert de kleurverschilsignalen in sequentiële, in frequentie gemoduleerde signalen volgens de SECAM-norm. De TDA 2506 moet worden gestuurd uit een

6.1 Type-beschrijving

universele sync-generator zoals de SAA 1043. Alle sync-pulsen zijn hoog-actief en moeten als volgt op de schakeling worden aangesloten:
- de horizontale sync-pulsen op pen 11;
- de zogenoemde "half-rate" horizontale sync-pulsen (H/2) op pen 9;
- de vertikale sync-pulsen op pen 12;
- de chrominance blanking-pulsen op pen 13.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-22
- intern blokschema: figuur 15/6.1-23
- maximale voedingsspanning: 7 V
- maximale voedingsstroom: 60 mA
- overige technische gegevens: figuur 15/6.1-24 en -25
- timing-diagram: figuur 15/6.1-26



Figuur 15/6.1-20: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 2501.

6.1 Type-beschrijving

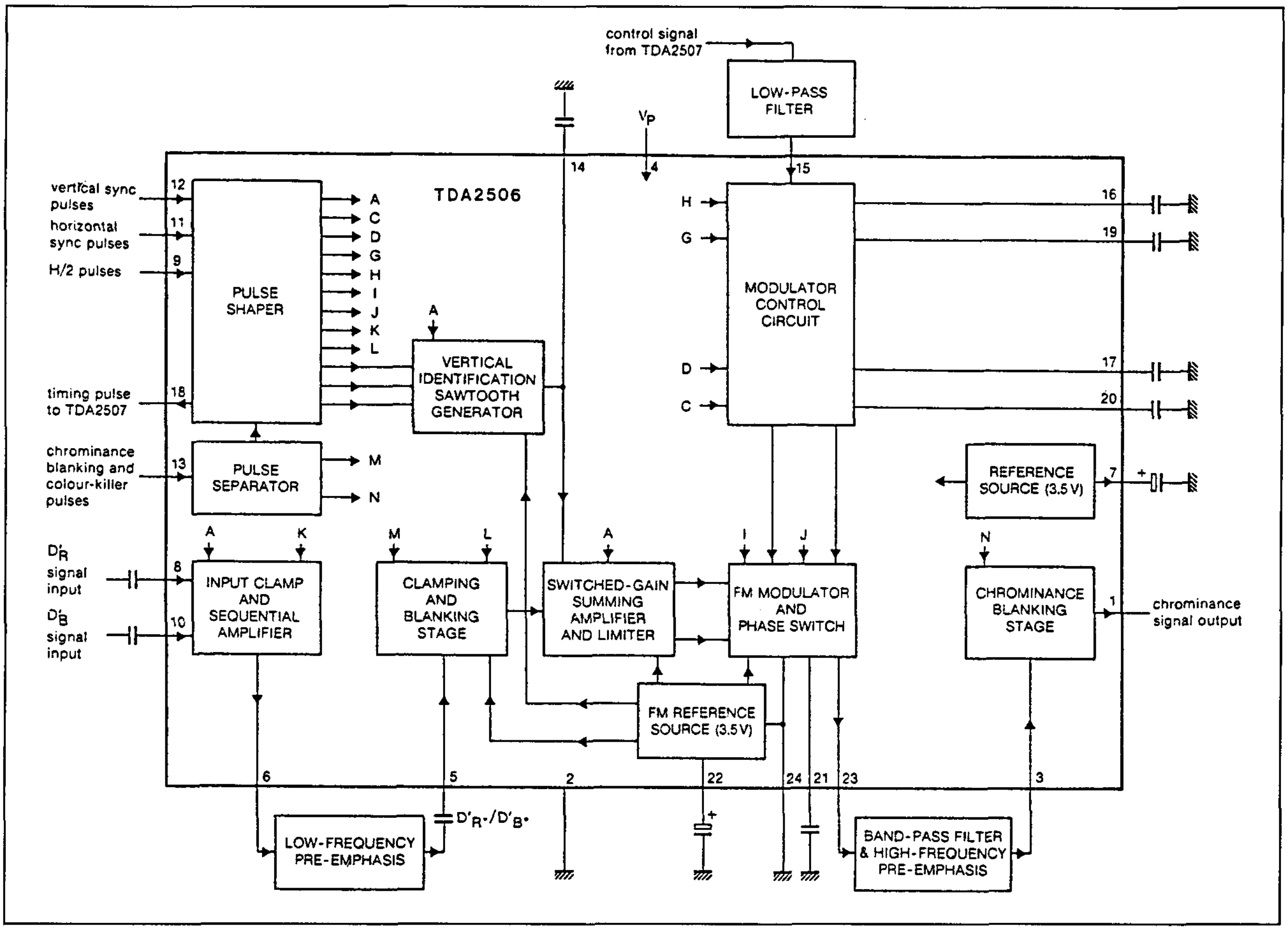
parameter	symbol	min.	typ.	max.	unit
Limitation DC level oscillator feedback	V_1	−30	0	+30	mV
Nominal amplitude input signal (peak-to-peak value)					
pin 5	$V_{5(p\text{-}p)}$	–	1	1.4	V
pin 12	$V_{12(p\text{-}p)}$	–	1	1.4	V
Input voltages (R-Y) and (B-Y) zero DC level					
pin 5	V_5	2.4	3.3	3.9	V
pin 12	V_{12}	2.4	3.3	3.9	V
Required level of sync input					
HIGH	V_7	4	–	V_P	V
LOW	V_7	–	–	V_{10}	V
Required level of PAL pulse (H/2)					
HIGH	V_8	$V_{10}+0.8$	–	V_P	V
LOW	V_8	$-V_P$	–	0	V
Sync input current $V_7 = V_P + 1$ V	I_7	–	4	15	µA
PAL input current (H/2) $V_8 = V_{10} + 0.8$ V	I_8	–	1.5	5	µA
Chrominance output voltage swing (R-Y) = (B-Y) = 1.4 V; subcarrier pulse = 0.5 V (peak-to-peak value)	$V_{9(p\text{-}p)}$	–	–	1.4	V
Amplitude of suppressed subcarrier	V_9	0	7	18	mV
Input currents					
$V_4 = V_{10}$	I_4	0	1.5	5	µA
$V_{11} = V_{10}$	I_{11}	0	1.5	5	µA
$V_{13} = V_{10}$	I_{13}	0	1.5	5	µA
$V_5 = V_{10}$	I_5	0	9	30	µA
$V_{12} = V_{10}$	I_{12}	0	9	30	µA
$V_{14} = V_{16} + 2.3$ V	I_{14}	–	6	–	µA
Input impedance					
(R-Y)	Z_5	–	160	–	kΩ
(B-Y)	Z_{12}	–	160	–	kΩ

Figuur 15/6.1-21: Overige technische gegevens.

1. Chrominance signal output.
2. Ground.
3. Input to chrominance blanking stage from high-frequency pre-emphasis and band-pass filter.
4. Positive supply voltage.
5. Input to clamping and blanking stage from low-frequency pre-emphasis filter.
6. Output from sequential amplifier to low-frequency pre-emphasis filter.
7. Reference voltage output.
8. D'_R signal input.
9. H/2 pulse input (required only if specific phase sequencing is desired; should be connected to ground if not used).
10. D'_B signal input.
11. Horizontal sync pulse input.
12. Vertical sync pulse input.
13. Chrominance blanking and colour-killer pulse input.
14. Capacitor for vertical identification sawtooth.
15. Control signal input from TDA2507 via low-pass filter.
16. 4 406,250 kHz hold capacitor.
17. (R-Y) control.
18. Timing pulse output to TDA2507.
19. 4 250,000 kHz hold capacitor.
20. (B-Y) control.
21. FM modulator tuning capacitor (fixed).
22. FM reference voltage output.
23. FM modulator output to high frequency pre-emphasis and band-pass filter.
24. Ground connection for FM modulator.

Figuur15/6.1-22: De functie van de pennen van de TDA 2506.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-23: Intern blokschema van de TDA 2506.

Functionele beschrijving

De "input clamp" clampt de nul-niveaus van de twee ingangssignalen (pennen 8 en 10) op de referentiespanning die op pen 7 ter beschikking staat. De twee ingangssignalen worden op commando van het H/2-signaal om de beurt aan de ingangsversterker aangeboden. De versterking van deze trap bedraagt 1,5x.

Na de extern aan te brengen pre-emphasis worden de sequentiële ingangssignalen terug naar het IC gevoerd via pen 5. De top-tot-top waarde van het signaal op deze pen bedraagt 0,5 V. Het zwart-niveau wordt geclampt op het FM referentie-niveau dat op pen 22 ter beschikking staat.

De sommeerversterker verwerkt de twee sequentiële ingangssignalen, de vertikale zaagtand en de noodzakelijke referentie gelijkspanningsniveaus. De versterking van deze trap wordt door het H/2-signaal omgeschakeld om de correcte amplitudes te verkrijgen voor de interne FM-modulator.

Deze modulator werkt op een draaggolffrequentie van 4.406,250 kHz voor het ene signaal en op een draaggolffrequentie van 4.250,000 kHz voor het tweede signaal.

Het in frequentie gemoduleerde signaal wordt vervolgens via een hoogfrequente pre-emphasis en een banddoorlaatfilter naar de chrominance-blanking ingang op pen 3 gevoerd.

6.1 Type-beschrijving

parameter	symbol	min.	typ.	max.	unit
Supplies					
Supply voltage (pin 4)	$V_P = V_{4\text{-}2}$	4.75	5	7	V
Supply current	$I_P = I_4$	30	45	60	mA
Reference voltage (pin 7)	$V_{7\text{-}2}$	3.4	3.55	3.7	V
Reference voltage (pin 22)	$V_{22\text{-}24}$	3.35	3.5	3.65	V
Pulse shaper (pins 9,11 and 12, emitter follower inputs; pin 18, collector output)					
Bias current (pins 9 and 12)	I_9, I_{12}	–	–	10	μA
Bias current (pin 11)	I_{11}	–	–	15	μA
Input resistance (pin 9,11,12)	R_9, R_{11}, R_{12}	200	–	–	kΩ
Input pulse amplitude (pin 9,11,12)	V_9, V_{11}, V_{12}	2.5	–	–	V
Timing pulse output (pin 18) high level	V_{18}	4.7	–	–	V
intermediate ($V_p/2$) *level*	V_{18}	2.2	2.5	2.8	V
low level	V_{18}	–	–	0.4	V
Pulse separator (pin 13, emitter follower)					
Input resistance	R_{13}	100	–	–	kΩ
Chrominance blanking pulse amplitude	V_{13}	3.6	–	–	V
$D'_R{}^*/D'_B{}^*$ blanking pulse *amplitude (colour killing)*	V_{13}	1.7	1.8	1.9	V
Vertical identification sawtooth generator (pin 14)					
Voltage clamping level ($I_{14} = \pm 50\ \mu A$	V_{14}	V_{22}−15 mV	V_{22}	V_{22}+15 mV	V
Ramp current (occurs in lines 7 to 15 after vertical sync)	$\pm I_{14}$	45	65	85	μA
Maximum voltage level	V_{14}	V_{22}+0.5	V_{22}+0.7	V_{22}+0.8	V
Minimum voltage level	V_{14}	V_{22}−0.8	V_{22}−0.7	V_{22}−0.5	V
Voltage level during line blanking	V_{14}	V_{22}−7 mV	V22	V_{22}+7 mV	V
Inputs $D'_R{}^*$, $D'_B{}^*$ (pins 8 and 10)					
Signal level during clamping ($I_8, I_{10} = \pm 50\ \mu A$)	V_8, V_{10}	V_7−25 mV	V7	V_7+25 mV	V
Input bias current	I_8, I_{10}	–	–	1.5	μA
Reference voltage (pin 7)	$V_{7\text{-}2}$	3.4	3.55	3.7	V
Reference voltage (pin 22)	$V_{22\text{-}24}$	3.35	3.5	3.65	V
Pulse shaper (pins 9,11 and 12, emitter follower inputs; pin 18, collector output)					
Bias current (pins 9 and 12)	I_9, I_{12}	–	–	10	μA
Bias current (pin 11)	I_{11}	–	–	15	μA
Input resistance (pin 9,11,12)	R_9, R_{11}, R_{12}	200	–	–	kΩ
Input pulse amplitude (pin 9,11,12)	V_9, V_{11}, V_{12}	2.5	–	–	V
Timing pulse output (pin 18) high level	V_{18}	4.7	–	–	V
intermediate ($V_p/2$) level	V_{18}	2.2	2.5	2.8	V
low level	V_{18}	–	–	0.4	V
Pulse separator (pin 13, emitter follower)					
Input resistance	R_{13}	100	–	–	kΩ
Chrominance blanking pulse amplitude	V_{13}	3.6	–	–	V
$D'_R{}^*/D'_B{}^*$ blanking pulse amplitude (colour killing)	V_{13}	1.7	1.8	1.9	V
Vertical identification sawtooth generator (pin 14)					
Voltage clamping level ($I_{14} = \pm 50\ \mu A$	V_{14}	V_{22}−15 mV	V_{22}	V_{22}+15 mV	V
Ramp current (occurs in lines 7 to 15 after vertical sync)	$\pm I_{14}$	45	65	85	μA
Maximum voltage level	V_{14}	V_{22}+0.5	V_{22}+0.7	V_{22}+0.8	V
Minimum voltage level	V_{14}	V_{22}−0.8	V_{22}−0.7	V_{22}−0.5	V
Voltage level during line blanking	V_{14}	V_{22}−7 mV	V22	V_{22}+7 mV	V
Inputs $D'_R{}^*$, $D'_B{}^*$ (pins 8 and 10)					
Signal level during clamping ($I_8, I_{10} = \pm 50\ \mu A$)	V_8, V_{10}	V_7−25 mV	V7	V_7+25 mV	V
Input bias current	I_8, I_{10}	–	–	1.5	μA

Figuur 15/6.1-24: Overige specificaties van de TDA 2506, deel 1.

Het DC-niveau op deze pen moet gelijk zijn aan de referentiespanning die op pen 7 ter beschikking staat.

parameter	symbol	min.	typ.	max.	unit
Chrominance blanking stage (pin 3, *emitter follower* input; pin 1, amplifier output)					
Input current ($V_3 = V_7$)	I_3	–	–	15	μA
Input resistance	R_3	300	–	–	kΩ
Required DC level of input signal	V_3	–	V_7	–	V
Output resistance	R_1	–	–	10	Ω
Temperature coefficient of output DC level	V_I/T	–	1.8	—	mV/K
Amplifier gain	$\Delta V_I/\Delta V_3$	1.69	1.75	1.79	
Output DC level during blanking(V_{13} = HIGH)	V_1	V_7−0.88	V_7−0.79	V_7−0.70	V
Output DC level unblanked ($V_3 = V_7$; V_{13} = LOW)	V_1	V_7−0.88	V_7−0.79	V_7−0.70	V
Centre frequency RED	f_{0R}	–	4 406,250 ± 2	–	kHz
Centre frequency BLUE	f_{0B}	–	4 250,000 ± 2	–	kHz
Ident. frequency RED *	f_{IdR}	–	4 756,250 ± 35	–	kHz
Ident. frequency BLUE *	f_{IdB}	–	3 900,000 ± 35	–	kHz
Minimum frequency RED **	$-f_R$	–	4 126,250 ± 12	–	kHz
Maximum frequency RED **	$+f_R$	–	4 686,250 ± 12	–	kHz
Minimum frequency BLUE **	$-f_B$	–	4 020,000 ± 12	–	kHz
Maximum frequency BLUE **	$+f_B$	–	4 400,000 ± 12	–	kHz

Figuur 15/6.25: Vervolg van de specificaties van de TDA 2506.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 15/6.1-27:
Schema waarbij de TDA 2506 wordt gebruikt in combinatie met de TDA 2507 modulator-controller.

TDA 2543

MF-geluidsversterker voor de Franse AM-norm

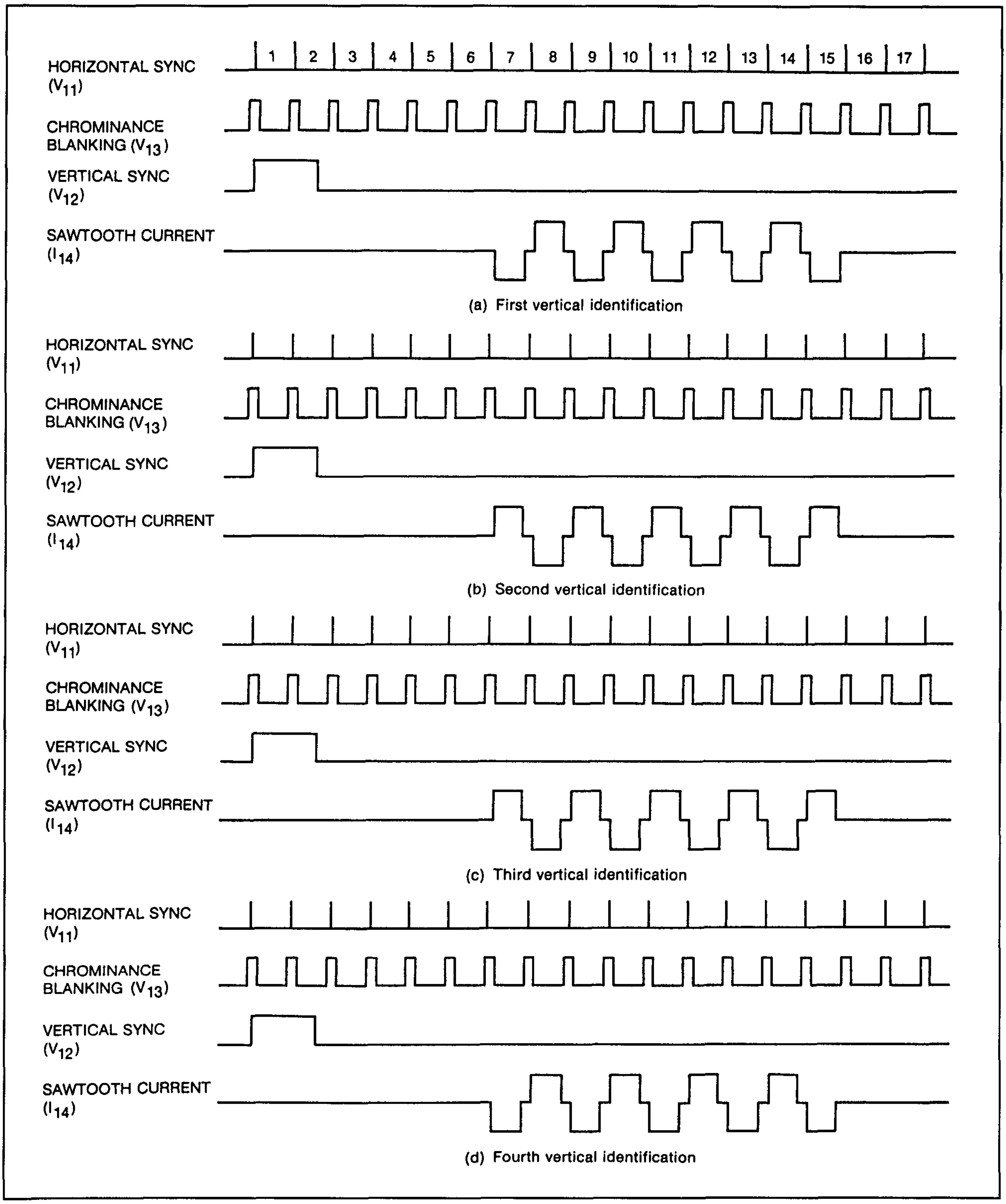
De TDA 2543 bevat alle blokken voor het verwerken van AM-geluid volgens de Franse standaard. Het IC bevat:

- een drie-traps middenfrequent versterker;
- een synchrone AM-demodulator;
- een AGC-circuit;
- een audio ingangskring met twee externe ingangen en schakelfaciliteiten tussen deze ingangen en de interne AM.

Technische gegevens

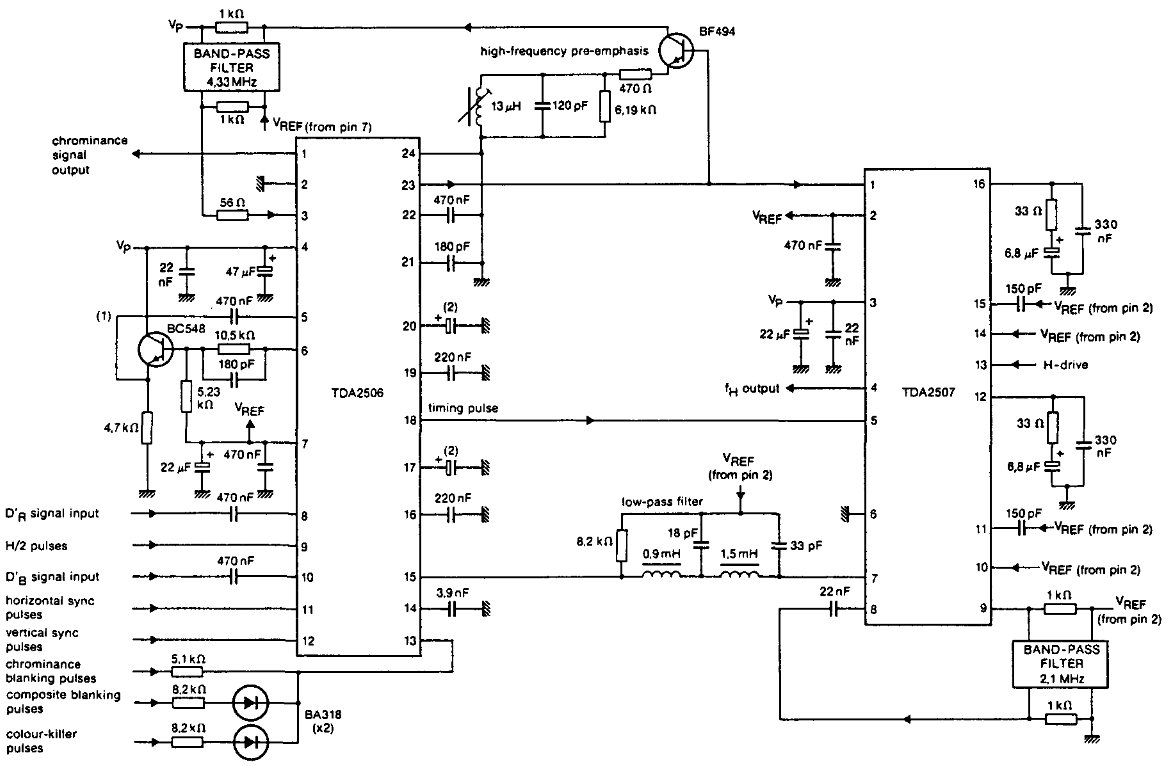
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-28
- intern blokschema: figuur 15/6.1-28
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 50 mA
- specificaties MF
  - ingangsspanning: 50 mV max.
  - ingangsimpedantie: 2 kΩ//2 pF

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-26: Het timing-diagram van de TDA 2506.

6.1 Type-beschrijving



(1) Signal amplitude for 75% colour bar (EBU) = 0,5 V (peak-to-peak value).
(2) For V_P = 4,75 to 5,3 V, $C_{17} = C_{20}$ = 0,68 μF; for $V_P > 5{,}3$ V, $C_{17} = C_{20}$ = 2,2 μF.

Figuur 15/6.1-27: Voorbeeld-schakeling rond de TDA 2506.

  - versterkingsbereik: 60 dB
- specificaties LF
  - uitgangsspanning: 680 mV typisch
  - uitgangsimpedantie: 100 Ω
  - vervorming: 1 % max.
  - signaal/ruis-verhouding: 50 dB
- specificaties schakelaar
  - ingangsspanning schakelaar: 2 V
  - spanningsversterking schakelaar: 0 dB
  - frequentiebereik: 20 Hz tot 20 kHz
  - overspraak: 60 dB
  - ingangsimpedantie: 10 kΩ
  - uitgangsimpedantie: 400 Ω
  - schakelspanning: max. 1 V en min. 3 V

Voorbeeld-schakeling
- figuur 15/6.1-29:

Standaard-schema rond de TDA 2543. De spoel L1 moet afgeregeld worden op minimale vervorming op de audio-output.

TDA 2545A

Quasi-split geluidssysteem

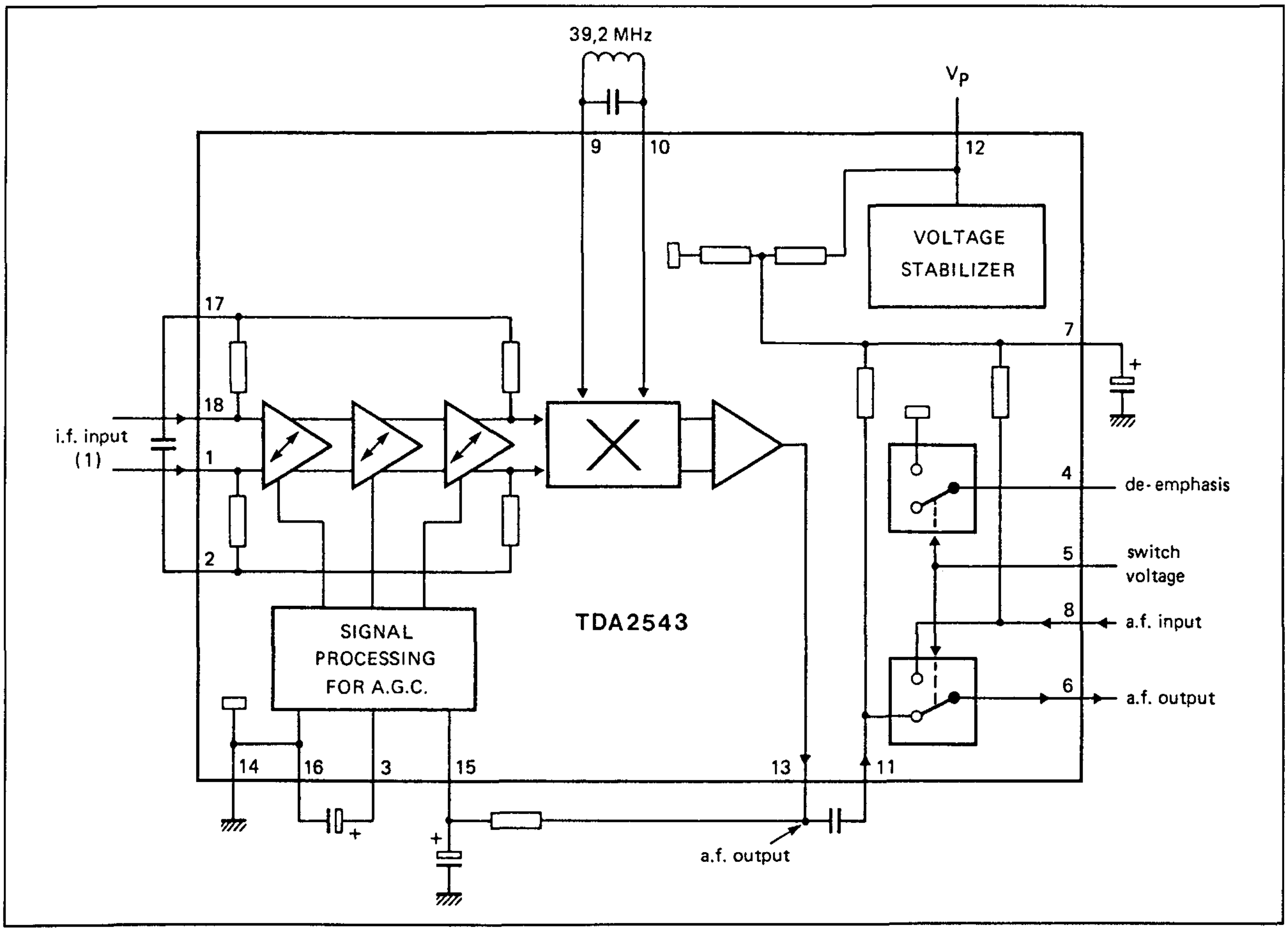
De TDA 2545A ontvangt het middenfrequent signaal en haalt hieruit de twee geluidsdraaggolven van 5,5 en 5,742 MHz. De schakeling bevat:
- een drie-traps middenfrequent versterker;

6.1 Type-beschrijving

- een AGC-circuit;
- een referentieversterker en begrenzer;
- een lineaire vermenigvuldiger voor de quadrature demodulatie.

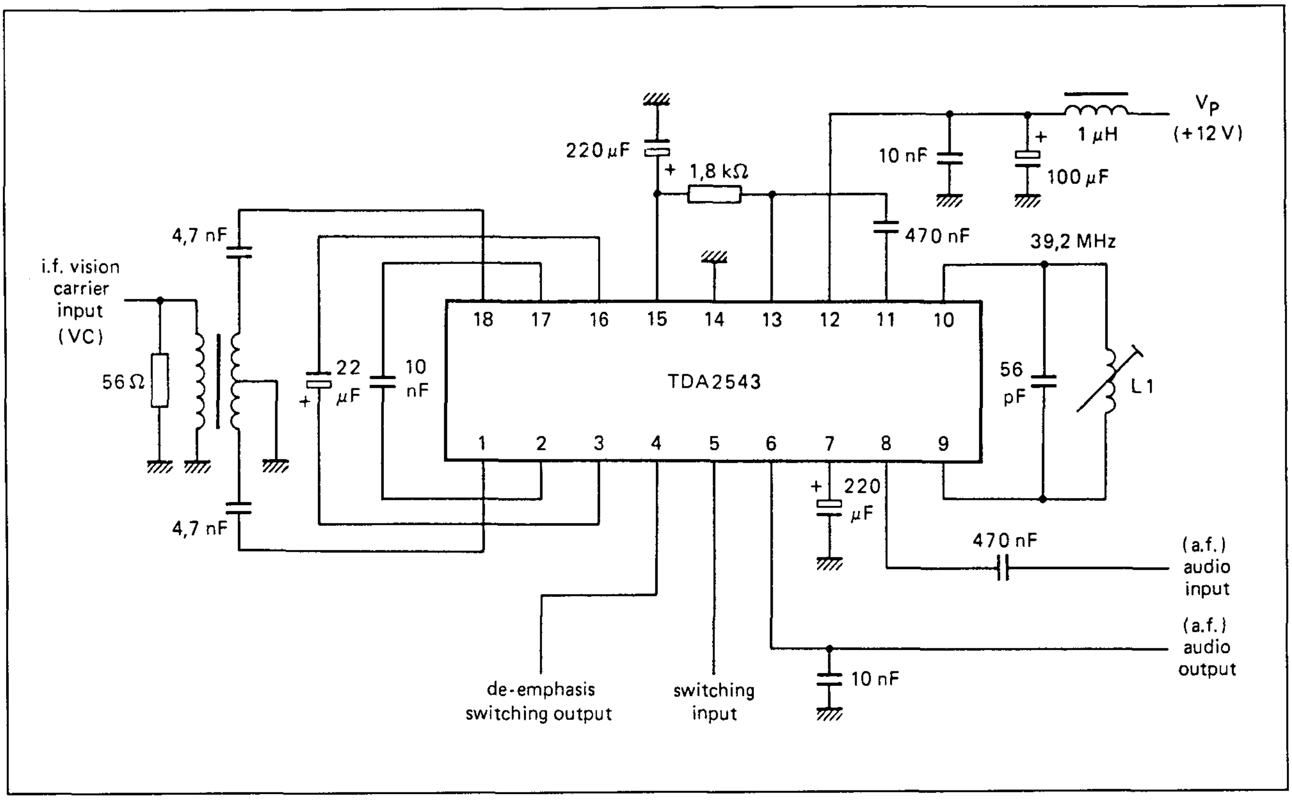
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-30
- intern blokschema: figuur 15/6.1-30
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 55 mA
- gegevens middenfrequent versterker
  - ingangsspanning: 200 µV min., 250 mV max.
  - regelbereik: 64 dB
  - controle-spanning: 4 V
  - ingangsimpedantie: 2,5 kΩ//1,5 pF
- gegevens intercarrier generator
  - uitgangsspanning 5,5 MHz: 140 mV max.
  - uitgangsspanning 5,742 MHz: 63 mV max.
  - belasting: 7 kΩ max.
  - uitgangsstroom: 1 mA max.
  - signaal/ruis-verhouding: 58 dB

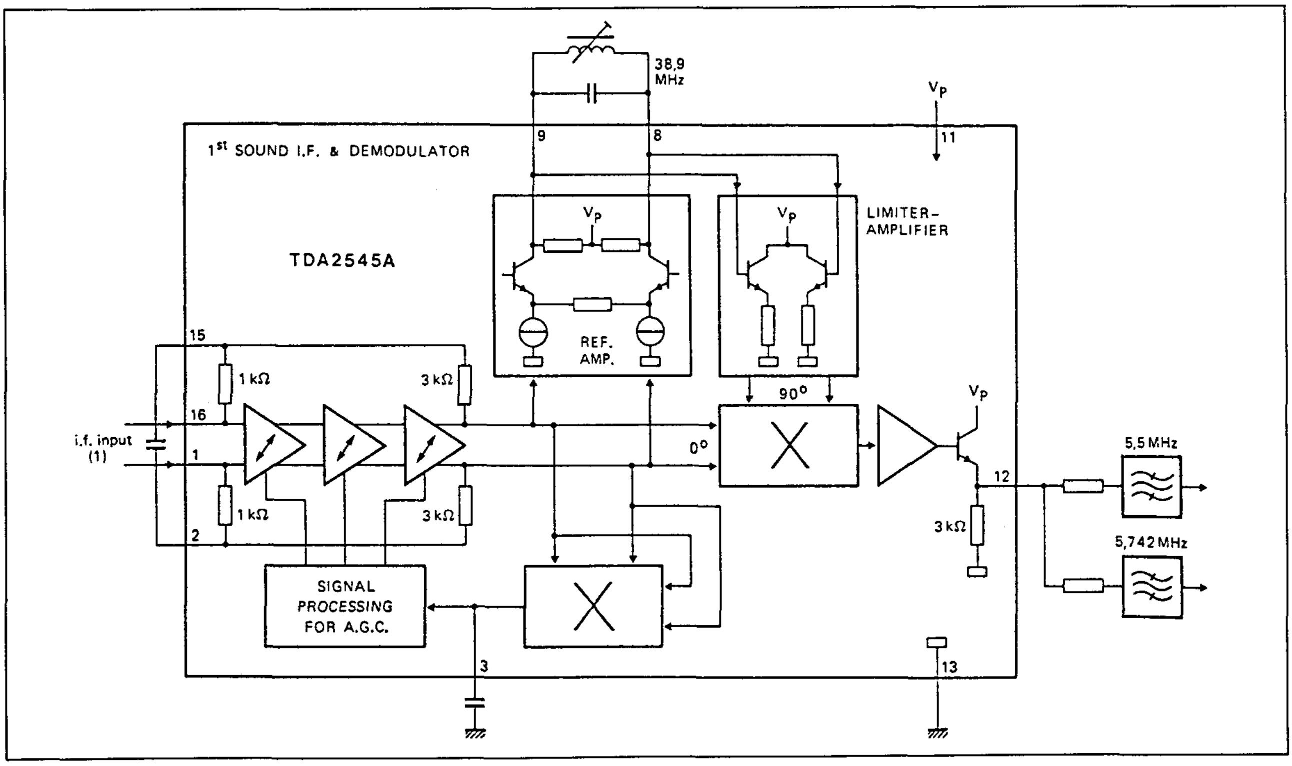


Figuur 15/6.1-28: Intern blokschema en aansluitgegevens van de TDA 2543.

6.1 Type-beschrijving

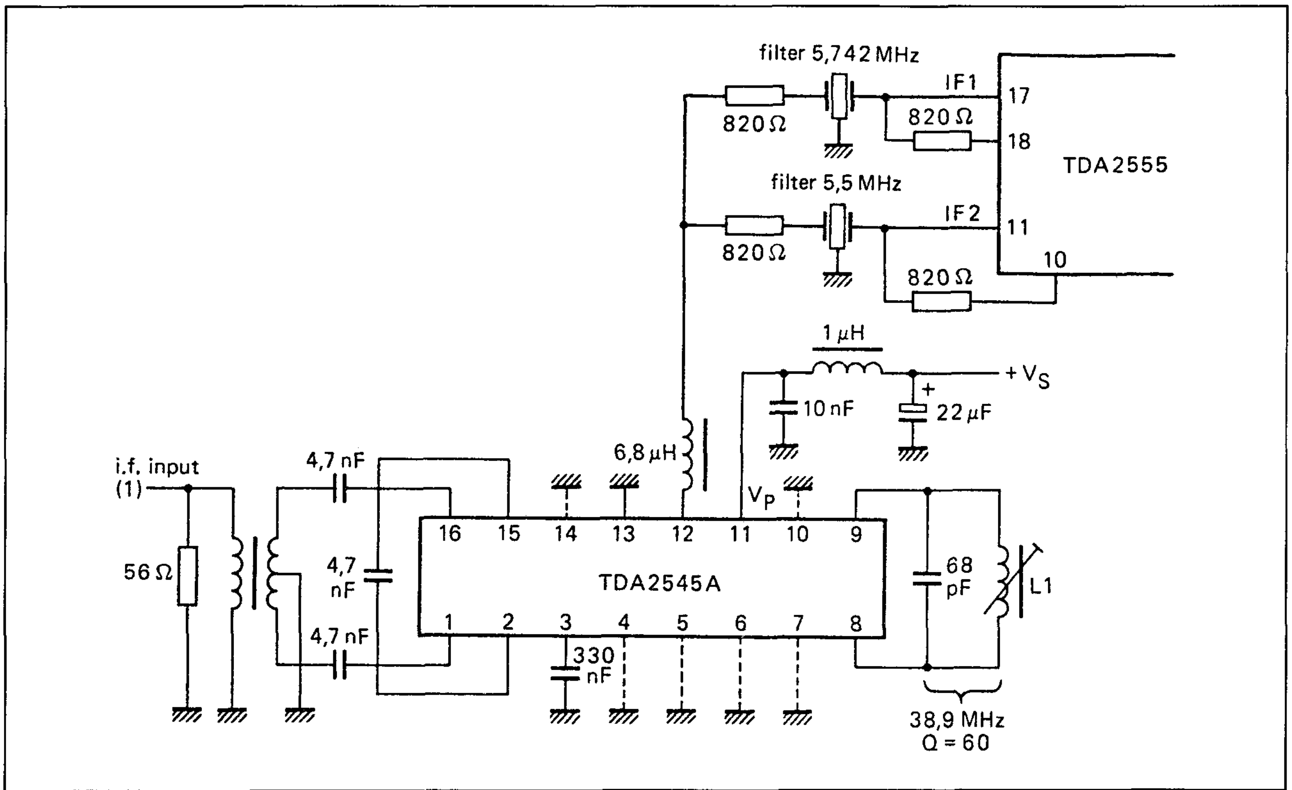


Figuur 15/6.1-29: Praktische schakeling rond de TDA 2543.



Figuur 15/6.1-30: Intern blokschema en aansluitgegevens van de TDA 2545A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-31: Voorbeeld-schakeling met de TDA 2545A.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 15/6.1-31:
Standaard-schema rond de TDA 2545A. De twee geluidsdraaggolven worden gedemoduleerd door de dubbele demodulator TDA 2555 (zie later).

TDA 2546A

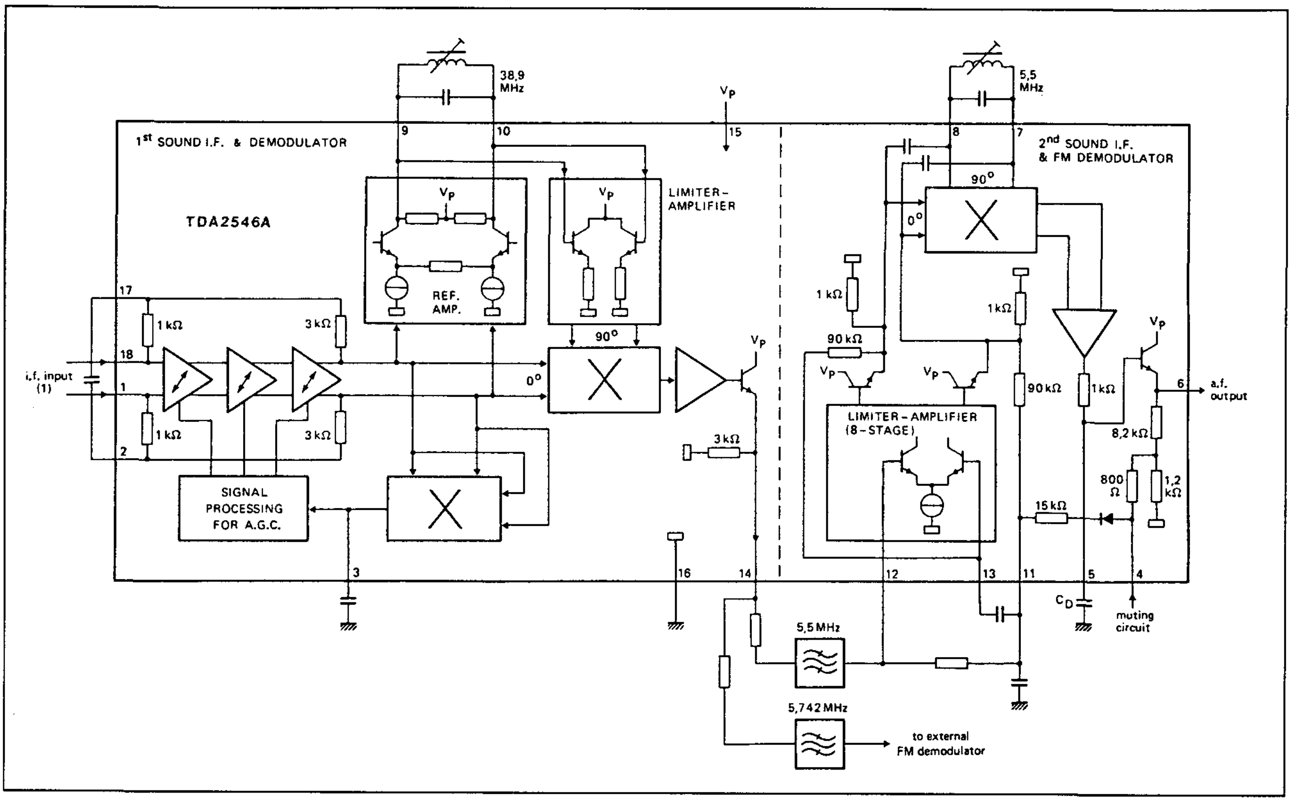
Quasi-split geluidssysteem met 5,5 MHz demodulatie

De TDA 2546A ontvangt het middenfrequent signaal en haalt hieruit de twee geluidsdraaggolven van 5,5 en 5,742 MHz.
Het 5,5 MHz-signaal wordt intern gedemoduleerd. Het gemoduleerde 5,742 MHz-signaal moet door middel van een externe demodulator verder bewerkt worden. De schakeling bevat:
- een drie-traps middenfrequent versterker;
- een AGC-circuit;
- een referentieversterker en begrenzer;
- een lineaire vermenigvuldiger voor de quadrature demodulatie;
- een acht-traps begrenzer;
- een quadrature demodulator;
- een audio-versterker met de-emphasis;
- een AV-schakelaar.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-32
- intern blokschema: figuur 15/6.1-32
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 57 mA
- schakelspanning:
  9 V min. voor mute
  2,5 V max. voor audio
- gegevens middenfrequent versterker
  - ingangsspanning:
    200 µV min., 250 mV max.
  - regelbereik: 64 dB
  - controle-spanning: 4 V

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-32: Intern blokschema en aansluitgegevens van de TDA 2546A.

  - ingangsimpedantie: 2,5 kΩ//1,5 pF
- gegevens intercarrier generator
  - uitgangsspanning 5,5 MHz: 140 mV max.
  - uitgangsspanning 5,742 MHz: 63 mV max.
  - belasting: 7 kΩ max.
  - uitgangsstroom: 1 mA max.
  - signaal/ruis-verhouding: 58 dB
- gegevens demodulator
  - ingangsspanning voor begrenzing: 100 μV max.
  - maximale ingangsspanning: 200 mV
  - audio-uitgang: 600 mV typisch
  - belasting: 10 kΩ max.
  - vervorming: 1 % max.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-33:

Standaard-schema rond de TDA 2546A. De geluidsdraaggolf van 5,742 MHz kan worden gedemoduleerd door de dubbele demodulator TDA 2555 (zie later).

TDA 2549

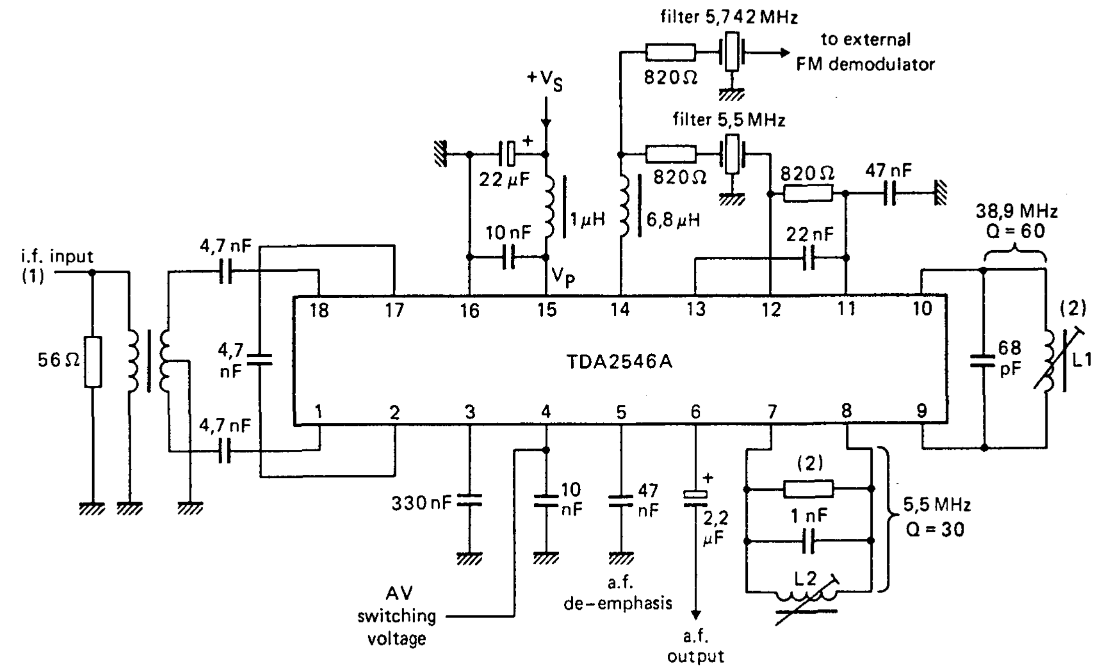
MF-versterker en demodulator voor multistandaard ontvangers

De TDA 2549 bevat een volledige middenfrequent systeem met AFC, AGC, demodulatie en video voorversterking. De schakeling kan zowel positief als negatief gemoduleerde videosignalen verwerken voor zwart/wit of kleur.

De schakeling bevat:

- een gestuurde breedbandversterker voor de MF-versterking;
- een synchrone demodulator voor positieve en negatieve modulatie;
- een video voorversterker met ruisbescherming bij negatieve modulatie;
- een extra video-ingang en -uitgang;

6.1 Type-beschrijving



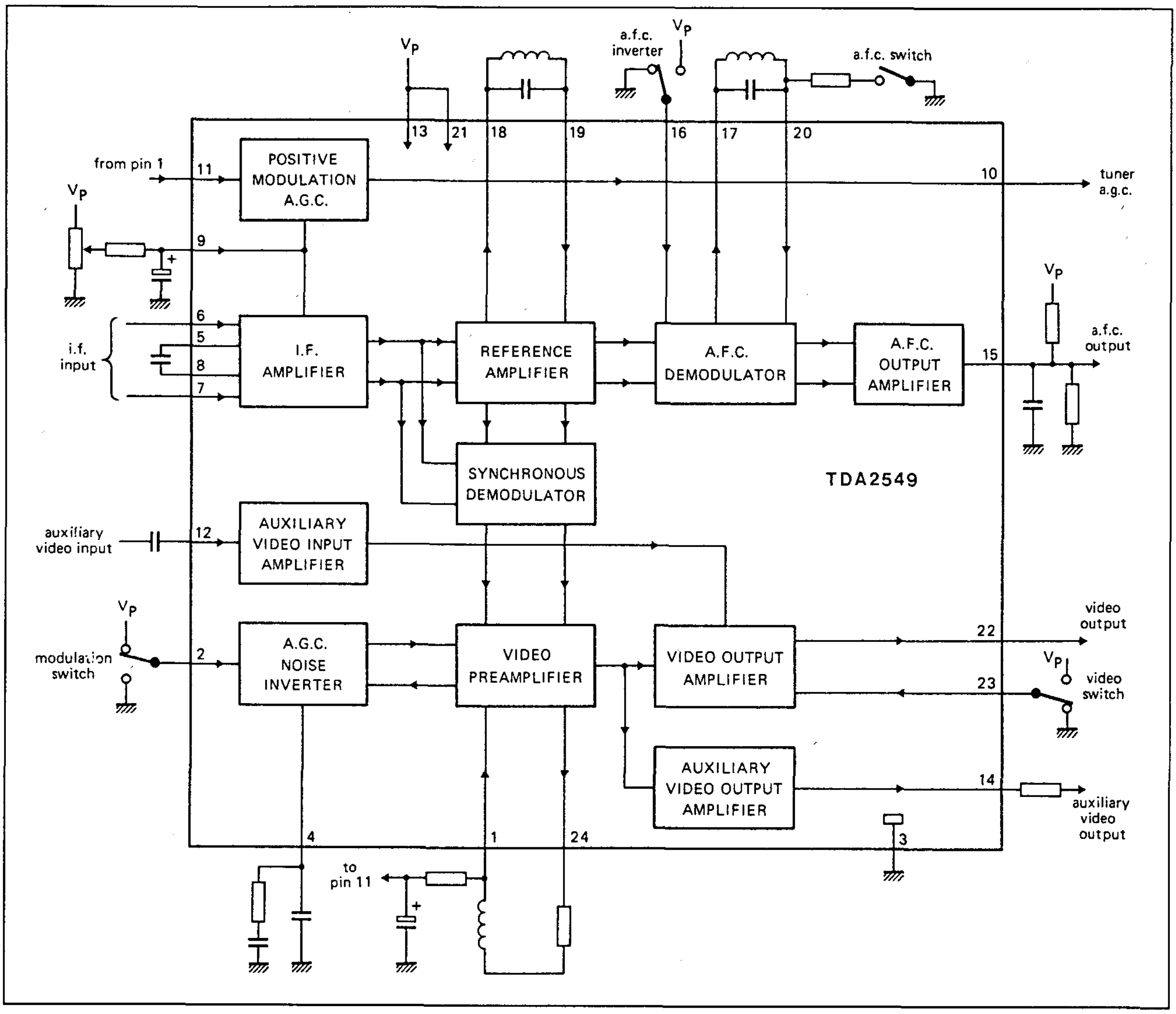
Figuur 15/6.1-33: Voorbeeld-schakeling met de TDA 2546A.

- een video-schakelaar die kiest tussen interne en externe video;
- AFC-schakeling met aan/uit-schakelaar;
- AGC-schakeling voor positieve en negatieve modulatie;
- AGC-schakeling voor het regelen van MOSFET-tuners.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-34
- intern blokschema: figuur 15/6.1-34
- maximale voedingsspanning: 13,8 V
- maximale voedingsstroom: 82 mA
- gegevens middenfrequent versterker
  - ingangsspanning: 150 µV min.
  - regelbereik: 74 dB
  - ingangsimpedantie: 2 kΩ//2 pF
- gegevens video-versterker
  - signaalniveau bij 0 modulatie: positieve modulatie: 2,3 V max. negatieve modulatie: 4,3 V max.
  - sync-top-niveau: 2,3 V max.
  - signaal/ruis-verhouding: 57 dB
  - video uitgang: 4,5 V max.
  - bandbreedte: 5,5 MHz
- AFC-gegevens
  - spanningszwaai: 10 V min.
  - frequentiebereik voor deze zwaai: 70 kHz typisch
- gegevens externe video
  - signaal: 1 V typisch
  - top-sync-niveau: 2 V typisch
  - uitgangsimpedantie: 75 Ω typisch
- schakelniveaus
  - positieve video: 1 V max.
  - negatieve video: 3 V min.
  - intern video-signaal: 1 V max.
  - extern video-signaal: 3 V min.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 15/6.1-35:
Standaard-schema rond de TDA 2549.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-34: Intern blokschema en aansluitgegevens van de TDA 2549.

TDA 2555

Dubbele demodulator voor twee-kanaals geluidssystemen

De TDA 2555 bevat twee FM-demodulatoren, zodat dit IC bruikbaar is voor het demoduleren van het dubbel en/of stereo geluidssysteem.

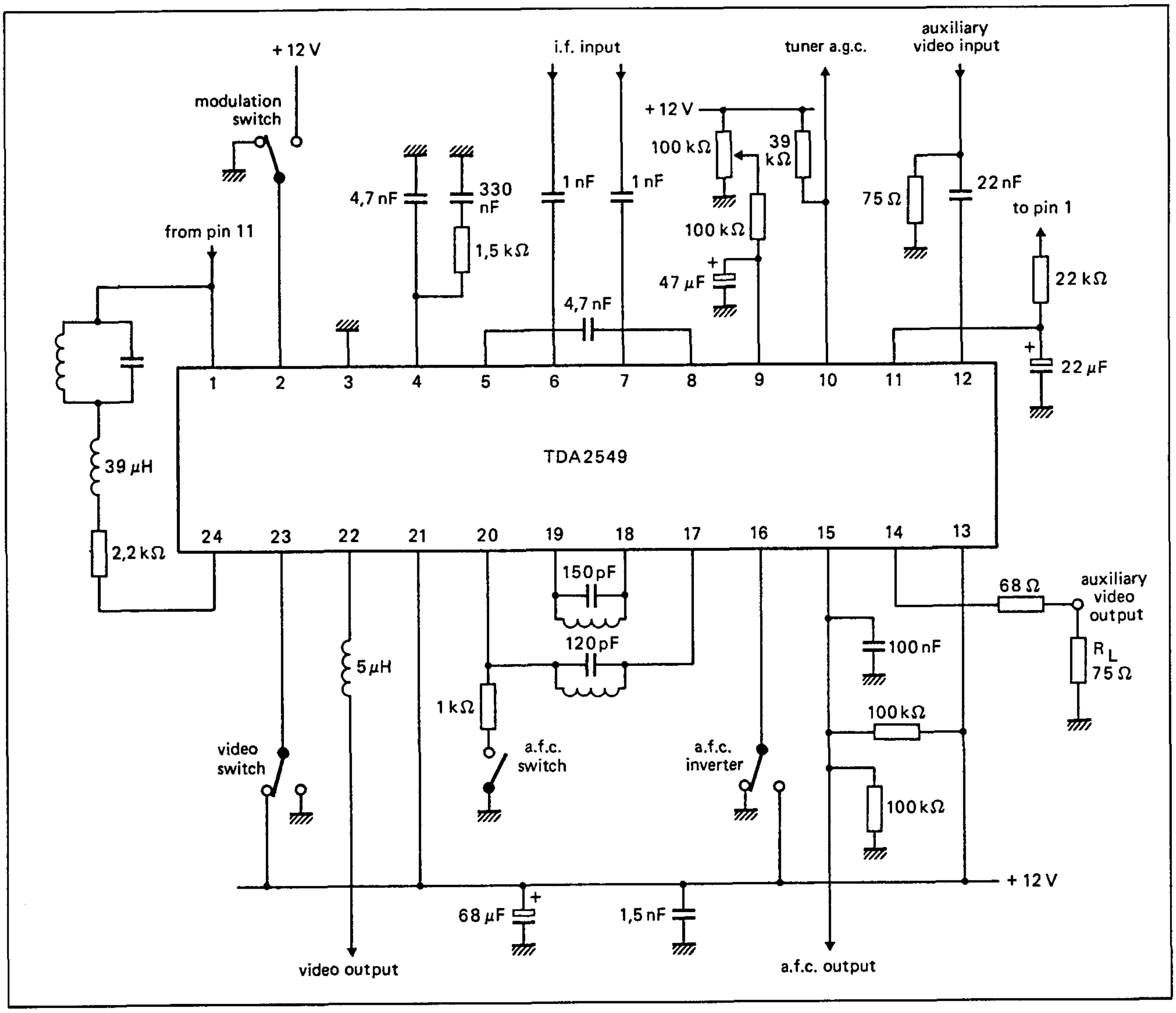
Het IC bestaat uit:

- een acht-traps begrenzende versterker;
- twee quadrature demodulatoren voor FM;
- een de-emphasis;
- een uitgangsversterker;
- een mute-circuit voor iedere demodulator.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-36
- intern blokschema: figuur 15/6.1-36
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 30 mA
- gegevens begrenzer

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-35: Voorbeeld-schakeling met de TDA 2549.

- ingangsspanning: 200 mV max.
- minimale spanning voor begrenzing: 100 μV max.

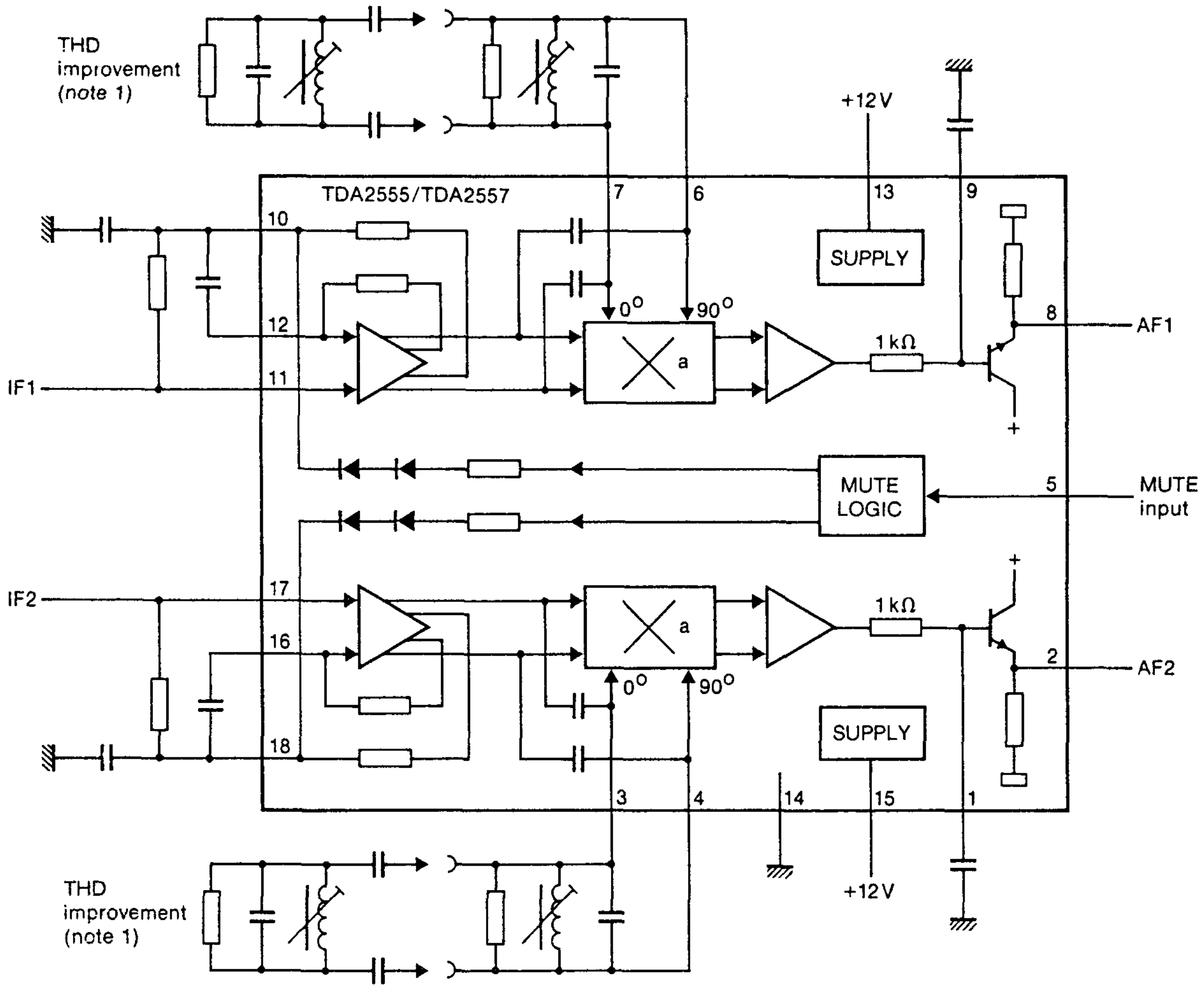
- gegevens FM-demodulatoren
  - referentiespanning tussen 3/4 of 7/6: 200 mV typisch
  - audio-uitgang: 600 mV typisch
  - verschil tussen beide kanalen: 0,5 dB max.
  - vervorming: 0,5 % max.
  - AM-onderdrukking: 50 dB
  - signaal/ruis-verhouding: 70 dB
  - MF-residu: 30 mV typisch
  - rimpel-onderdrukking: 40 dB typisch
- gegevens audio-trap
  - DC-level op uitgang: 4,0 V typisch
  - belasting: 2 kΩ max.
  - overspraak: 60 dB min.
  - audio-verzwakking bij mute: 60 dB

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-37:

Standaard-schema rond de TDA 2555.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-36: Intern blokschema en aansluitgegevens van de TDA 2555.

TDA 2556

Quasi-split geluidssysteem met dubbele demodulatoren

De TDA 2556 ontvangt het middenfrequent signaal en haalt hieruit de twee geluidsdraaggolven van 5,5 en 5,742 MHz. Nadien worden deze signalen gedemoduleerd.
De schakeling bevat:

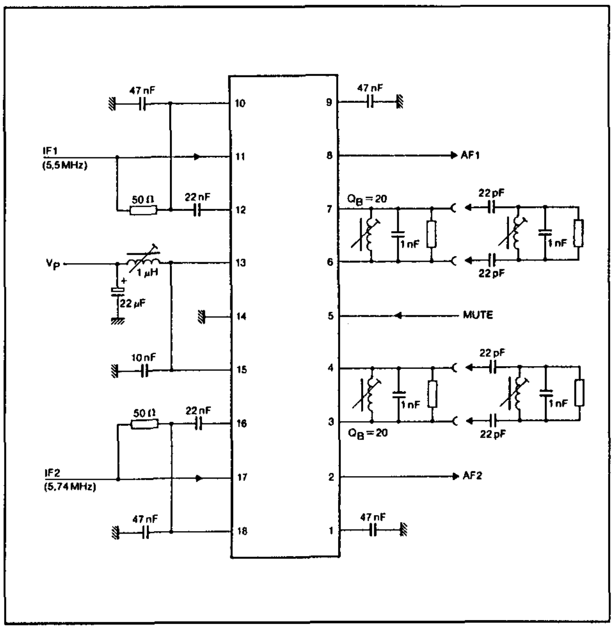
- een drie-traps middenfrequent versterker;
- een AGC-circuit;
- een referentieversterker en begrenzer;
- een lineaire vermenigvuldiger voor de quadrature demodulatie;
- twee vier-traps begrenzers;
- twee quadrature demodulatoren;
- twee audio-versterkers met de-emphasis;
- twee uitgangsbuffers;
- muting-elektronica voor beide audio-uitgangen.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-38
- intern blokschema: figuur 15/6.1-38
- maximale voedingsspanning: 13,2 V

6.1 Type-beschrijving

- maximale voedingsstroom: 95 mA
- schakelspanning:
  demodulator 1 aan: 4 V min.
  demodulator 1 uit: 3 V max.
  demodulator 2 aan: 4 V min.
  demodulator 2 uit: 3 V max.
- gegevens eerste middenfrequent versterker
  - ingangsspanning: 200 µV min., 250 mV max.
  - regelbereik: 64 dB
  - controle-spanning: 4 V
  - ingangsimpedantie: 2 kΩ//2 pF



Figuur 15/6.1-37: Standaard-schakeling rond de TDA 2555.

- gegevens tweede middenfrequent versterker
  - ingangsspanning: 700 µV min., 200 mV max.
  - audio uitgangsspanning: 600 mV typisch
  - vervorming: 1 % max.
  - AM-onderdrukking: 60 dB
  - crosstalk: 60 dB
  - signaal/ruis-verhouding: 70 dB
- gegevens intercarrier generator
  - uitgangsspanning 5,5 MHz: 140 mV max.
  - uitgangsspanning 5,742 MHz: 63 mV max.
  - belasting: 7 kΩ max.
  - uitgangsstroom: 1 mA max.
  - signaal/ruis-verhouding: 58 dB

Voorbeeld-schakeling
- figuur 15/6.1-39:
Standaard-schema rond de TDA 2556.

TDA 2557

Dubbele demodulator voor twee-kanaals geluidssystemen

De TDA 2557 bevat twee FM-demodulatoren, zodat dit IC bruikbaar is voor het demoduleren van het dubbel en/of stereo geluidssysteem.
Het IC bestaat uit:
- een vijf-traps begrenzende versterker;
- twee quadrature demodulatoren voor FM;
- een de-emphasis;
- een uitgangsversterker;
- een mute-circuit voor iedere demodulator.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-40
- intern blokschema: figuur 15/6.1-40
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 30 mA
- gegevens begrenzer
  - ingangsspanning: 200 mV max.
  - minimale spanning voor begrenzing: 500 µV max.
- gegevens FM-demodulatoren
  - referentiespanning tussen 3/4 of 7/6: 200 mV typisch
  - audio-uitgang: 600 mV typisch
  - verschil tussen beide kanalen: 0,5 dB max.
  - vervorming: 0,5 % max.
  - AM-onderdrukking: 50 dB
  - signaal/ruis-verhouding: 70 dB
  - MF-residu: 30 mV typisch

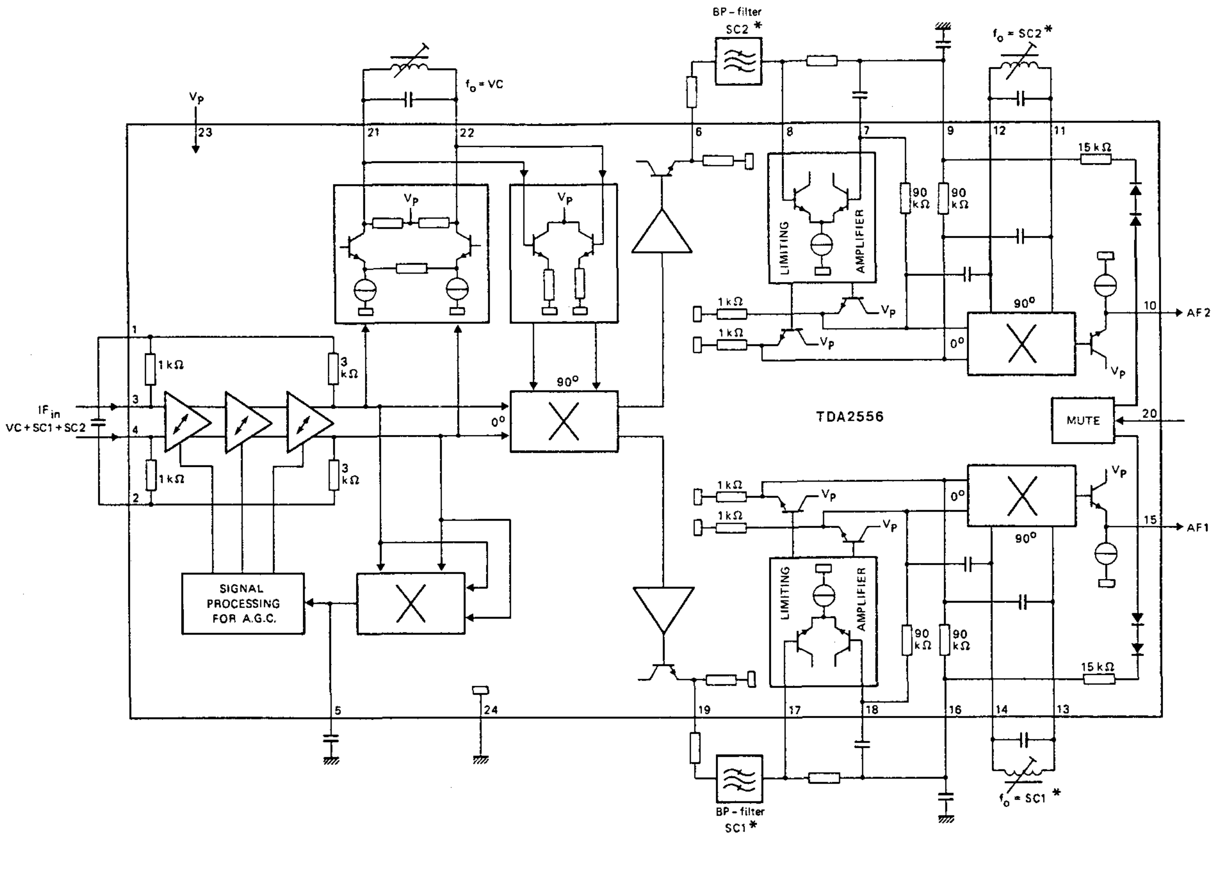
6.1 Type-beschrijving

- rimpel-onderdrukking: 40 dB typisch
- gegevens audio-trap
  - DC-level op uitgang: 4,0 V typisch
  - belasting: 2 kΩ max.
  - overspraak: 60 dB min.
  - audio-verzwakking bij mute: 60 dB

Voorbeeld-schakeling

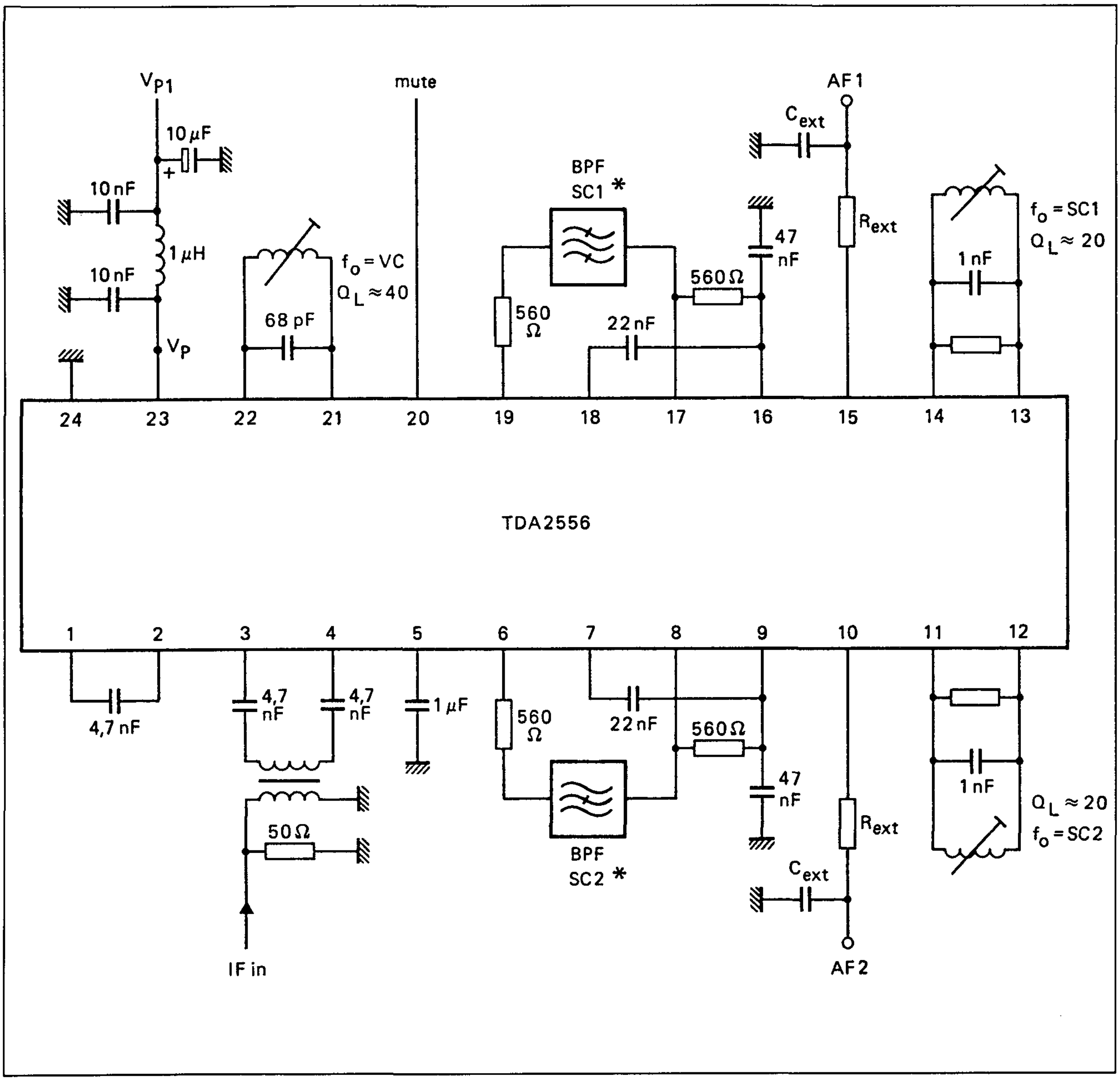
- figuur 15/6.1-41:

Standaard-schema rond de TDA 2557.



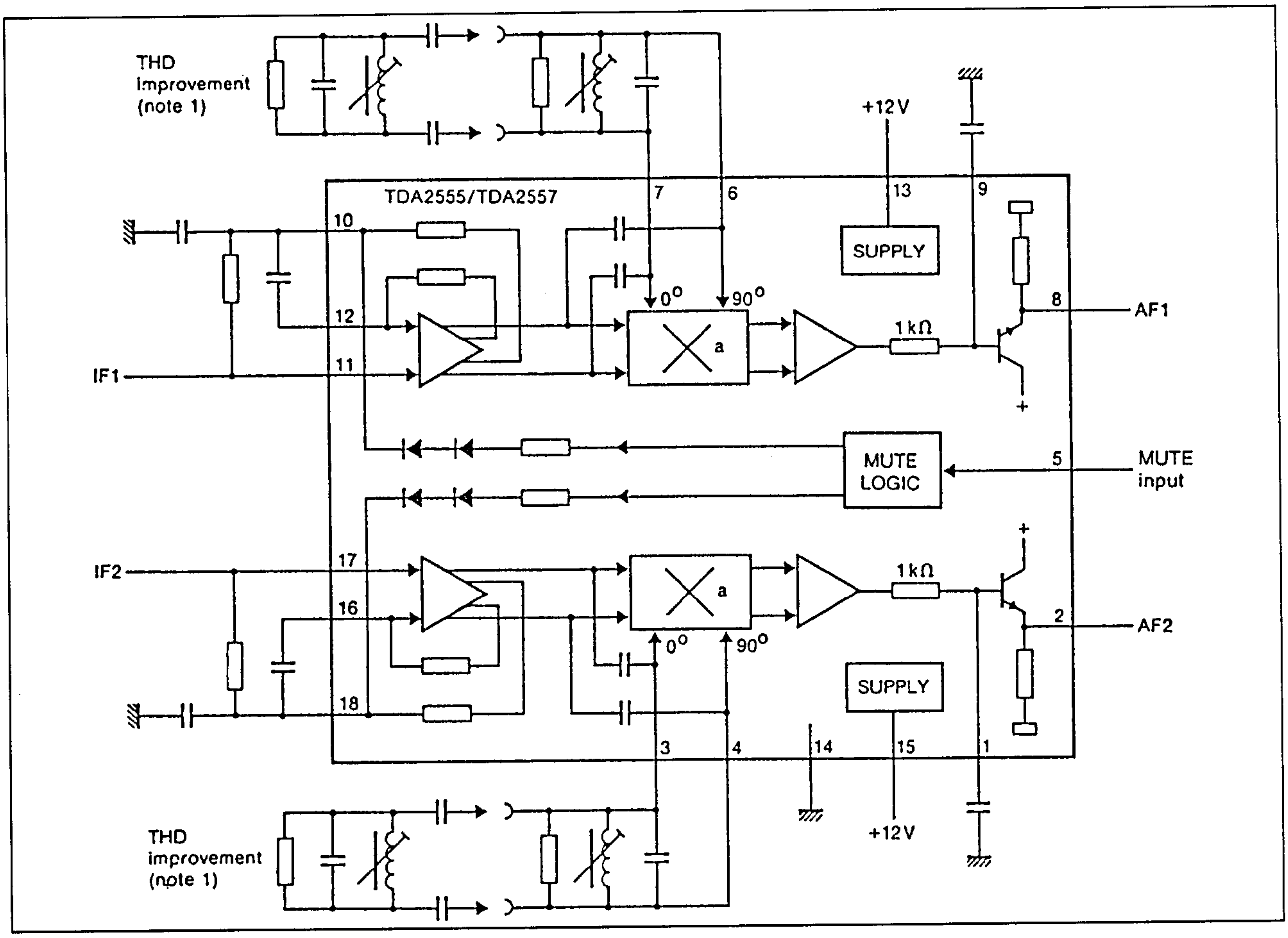
Figuur 15/6.1-38: Intern blokschema en aansluitgegevens van de TDA 2556.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-39: Toepassing van de TDA 2556.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-40: Intern blokschema en aansluitgegevens van de TDA 2557.

TDA 2577A

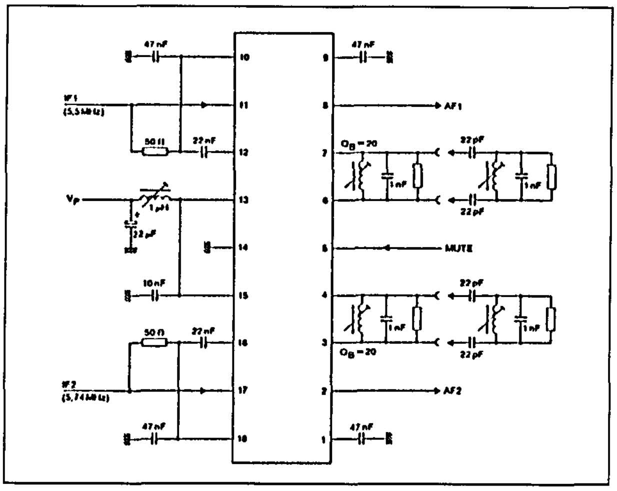
Sync-schakeling met vertikale oscillator en drivers

De TDA 2577A scheidt de horizontale en vertikale sync-pulsen uit het composite signaal en gebruikt deze voor het synchroniseren van de horizontale en vertikale oscillatoren.

De schakeling bevat volgende blokken:

- horizontale sync-scheider met ruisinverter;
- horizontale oscillator;
- horizontale eindtrap;
- horizontale fase-detector;
- tijdconstante schakelaar voor de fasedetector;
- schakelbare tijdconstante voor omschakelen naar VCR-bedrijf;
- tweede fase-detector voor compensatie van de horizontale afbuigtrap;
- puls-generator voor de sandcastle;
- video zender identificatie;
- gestabiliseerde voeding voor de horizontale trappen;
- vertikale sync-scheider;
- 6,5 V bandgap referentie voor de vertikale oscillator;
- gesynchroniseerde vertikale oscillator;
- parabolische correctie voor de vertikale oscillator;
- vertikale driver;
- vertikale blanking generator.

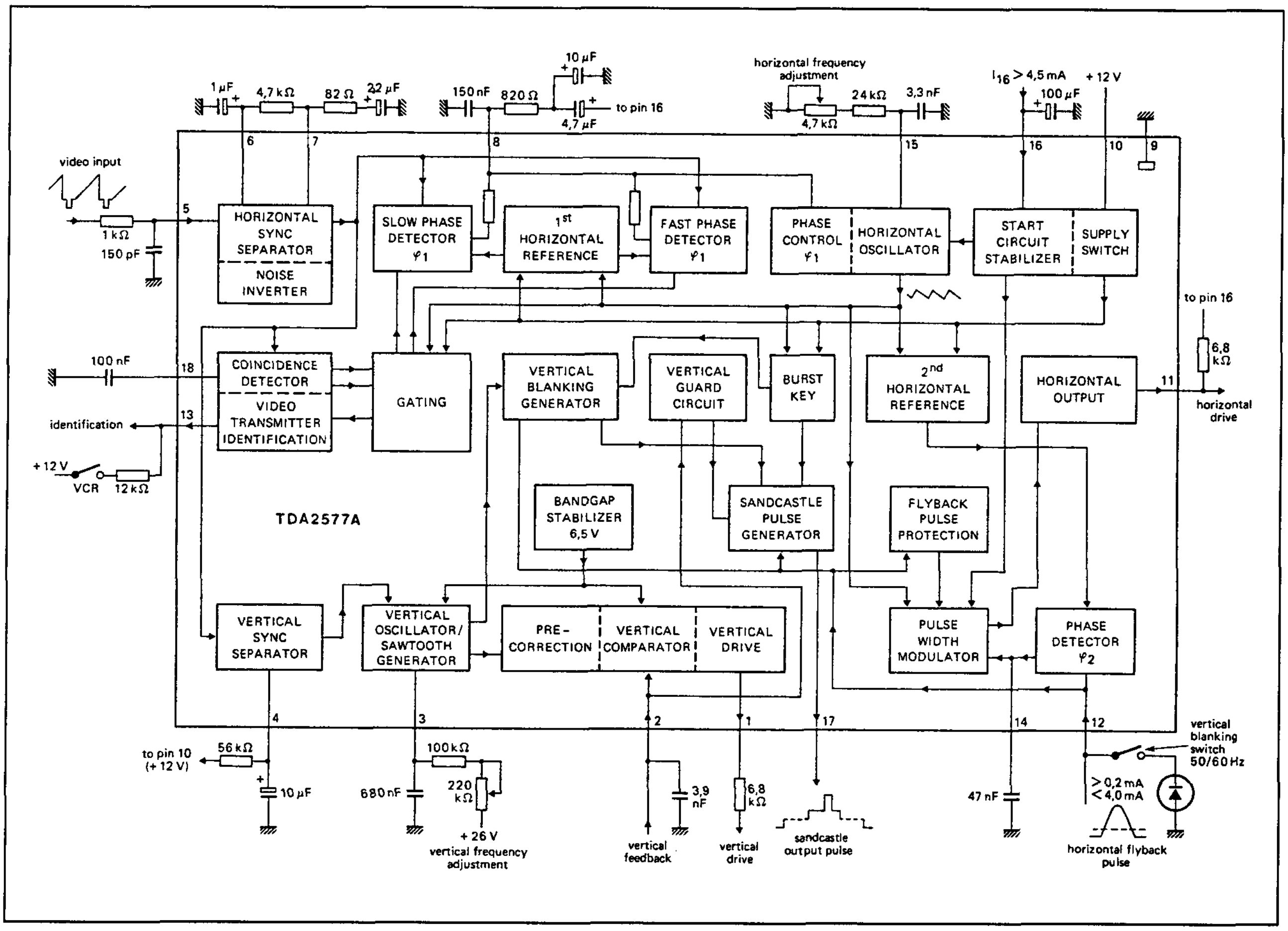
6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-41: Standaard-schakeling rond de TDA 2557.

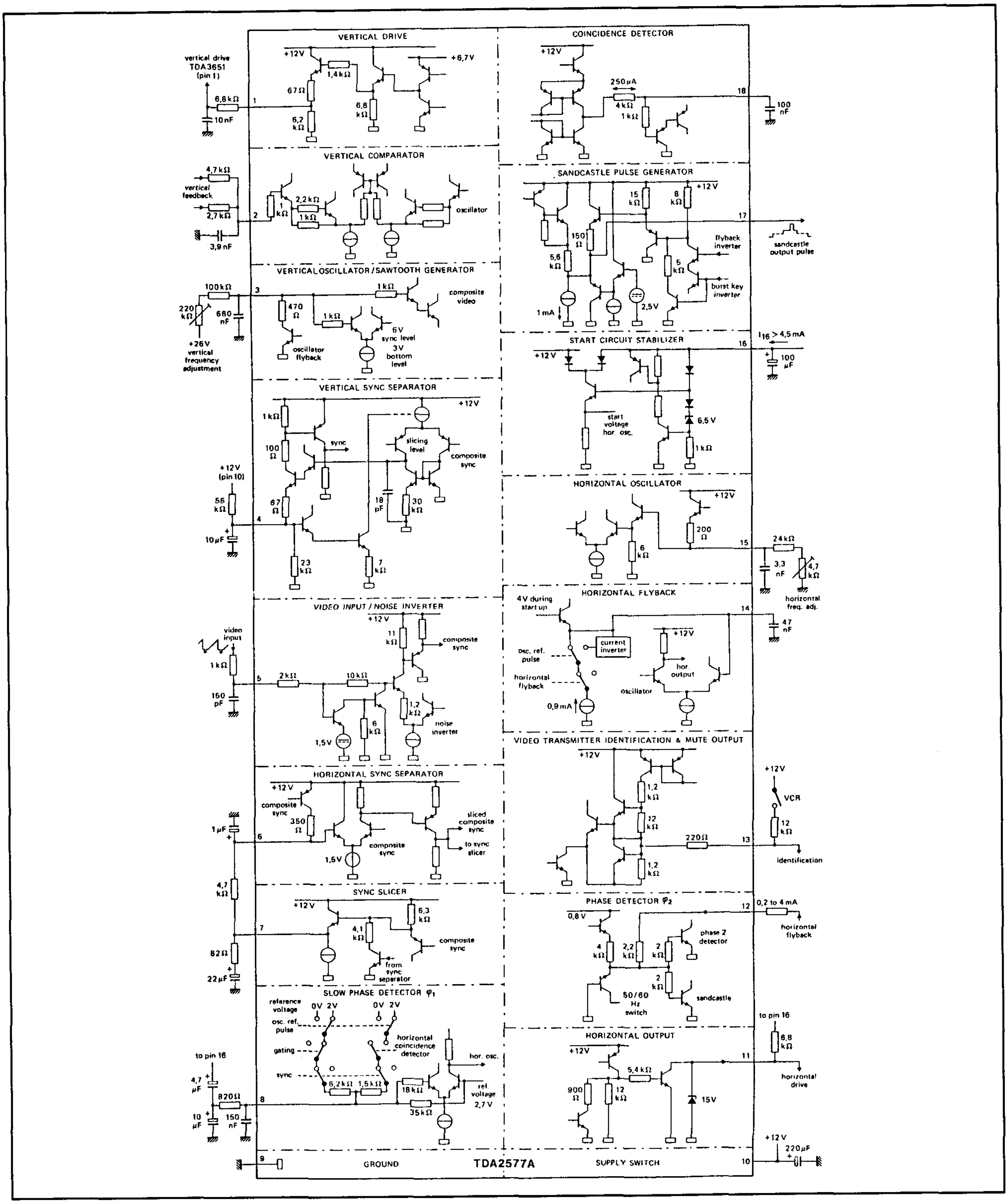
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-42
- intern blokschema: figuur 15/6.1-42
- praktische in- en uitgangsschakelingen: figuur 15/6.1-43
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 70 mA
- gestabiliseerde spanning op pen 16: 8,7 V typisch



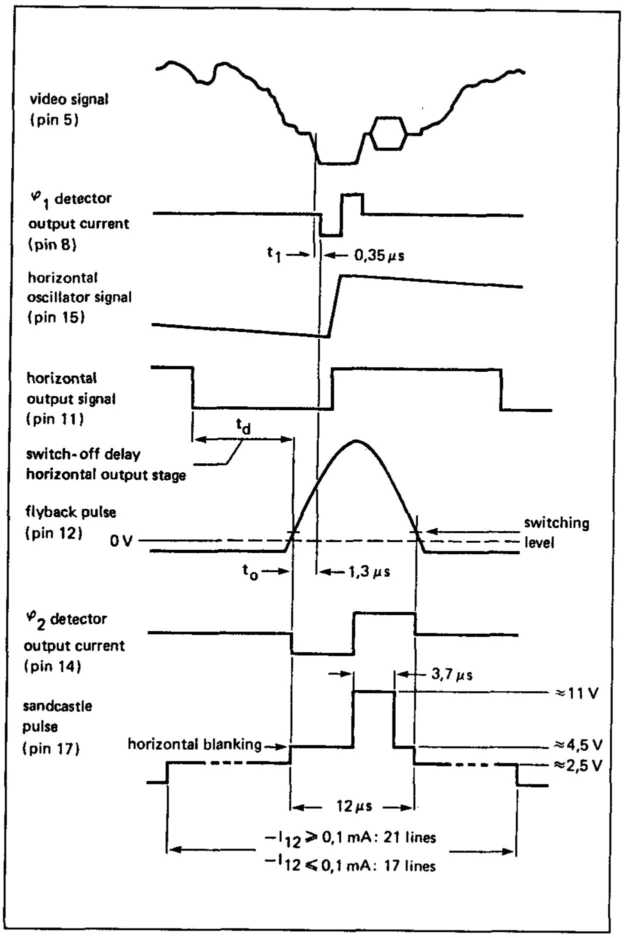
Figuur 15/6.1-42: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 2577A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-43: Praktische in - en uitgangsschakelingen van de TDA 2577A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-44: Het timing-diagram van de TDA 2577A.

- specificaties video-ingang
  - sync-level: 3,1 V typisch
  - sync-puls amplitude: 0,6 V typisch
  - slicing level: 50 % typisch
  - vertraging tussen video en detector-uitgang: 0,35 µs
  - schakelniveau ruis-poort: 0,7 V typisch
- specificaties loop's
  - houdbereik eerste loop: +/-800 Hz typisch
  - vanggebied eerste loop: +/-800 Hz typisch
  - gevoeligheid eerste loop: 1 kHz/µs typisch
  - controlebereik tweede loop: 1 tot 50 µs
  - gevoeligheid tweede loop: 400 µs/µs
- specificaties horizontale oscillator
  - vrijloop frequentie: 15.625 Hz
  - spreiding: +/-4 %
  - afwijking tussen start en stabilisatie: +/-6 %
  - spanning op uitgang: 13,2 V
  - duty-sycle: 65 % typisch
  - breedte uitgangspuls: t_d + t_0 + 2,5 µs zie ook figuur 15/6.1-44
- specificaties vertikale oscillator
  - vrijloop frequentie: 46 Hz typisch
  - frequentie-afwijking: +/-4 %
  - sync-bereik: 22 % typisch
  - frequentieverloop: 0,2 % max.
  - parabolische correctie: 3 % max.

Functie-beschrijving

De horizontale oscillator kan werken met een minimale voedingsstroom van 4,5 mA op pen 16. Deze kan rechtstreeks van de algemene voeding worden afgenomen. Na het starten van het systeem kan de hoofdvoeding van het IC op pen 10 van de horizontale eindtrap worden betrokken.

De stabiliteit van de schakeling wordt gegarandeerd middels twee controle-loop's. In de eerste loop wordt de fase van het horizontale sync-signaal vergeleken met een signaal waarvan de voorflank samenvalt met de top van het horizontale oscillatorsignaal. In de tweede loop wordt de fase van de flyback-pulsen vergeleken met een tweede referentiesignaal, waardoor de top van het flyback-signaal precies in het midden ligt van de horizontale blancking in het video-signaal.

De eerste fase-detector wordt gestuurd met een puls die is afgeleid van het horizontale uitgangssignaal.

De in-sync, out-of-sync of no-video conditie wordt gedetecteerd door de video transmitter identification/coïncidence detector op pen 18.

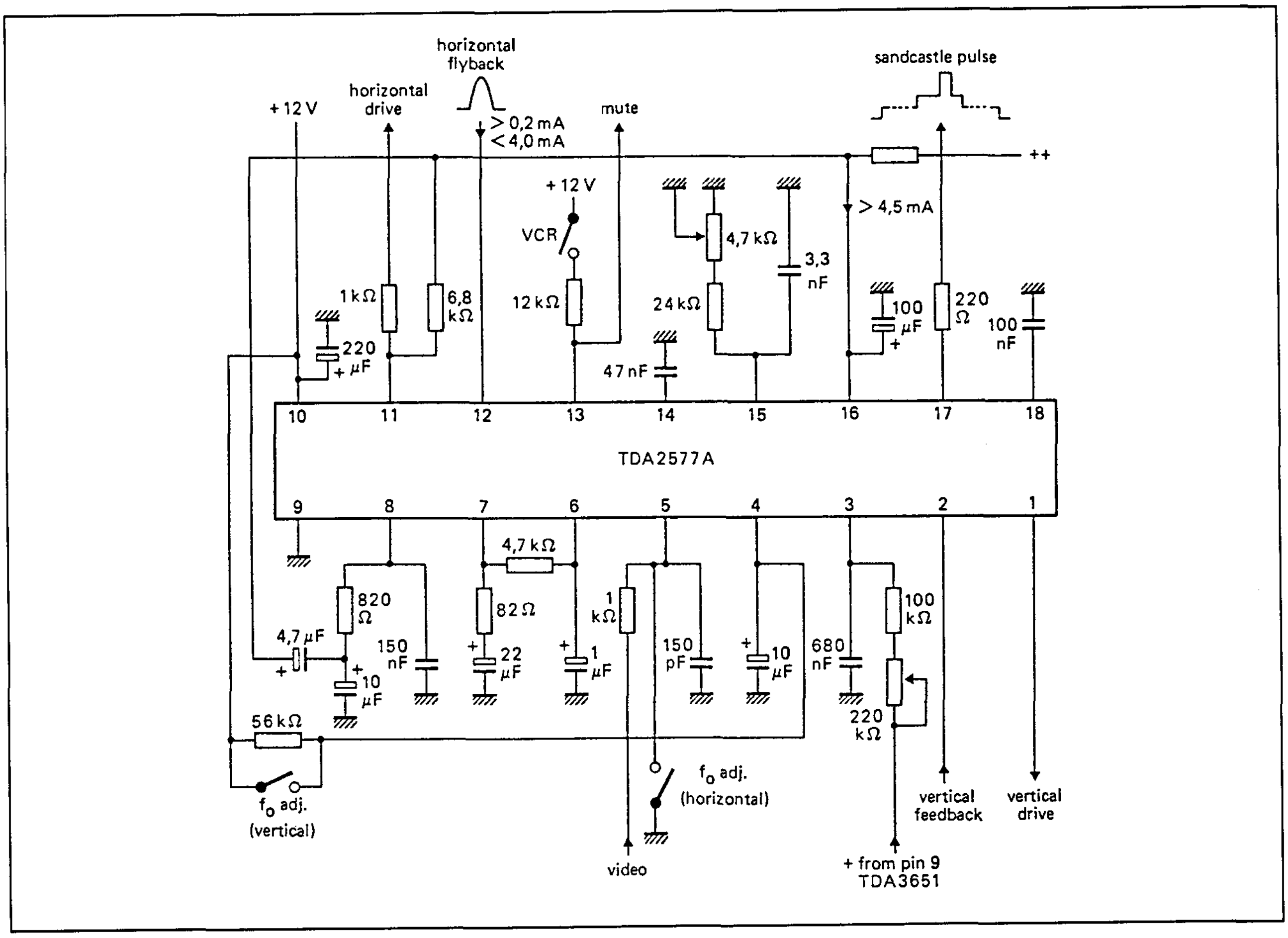
De spanning op deze pen definieert de tijdconstante en de gating van de eerste fase-detector.

Het verband tussen deze spanning en de verschillende schakelniveaus is samengevat in de tabel van figuur 15/6.1-45.

6.1 Type-beschrijving

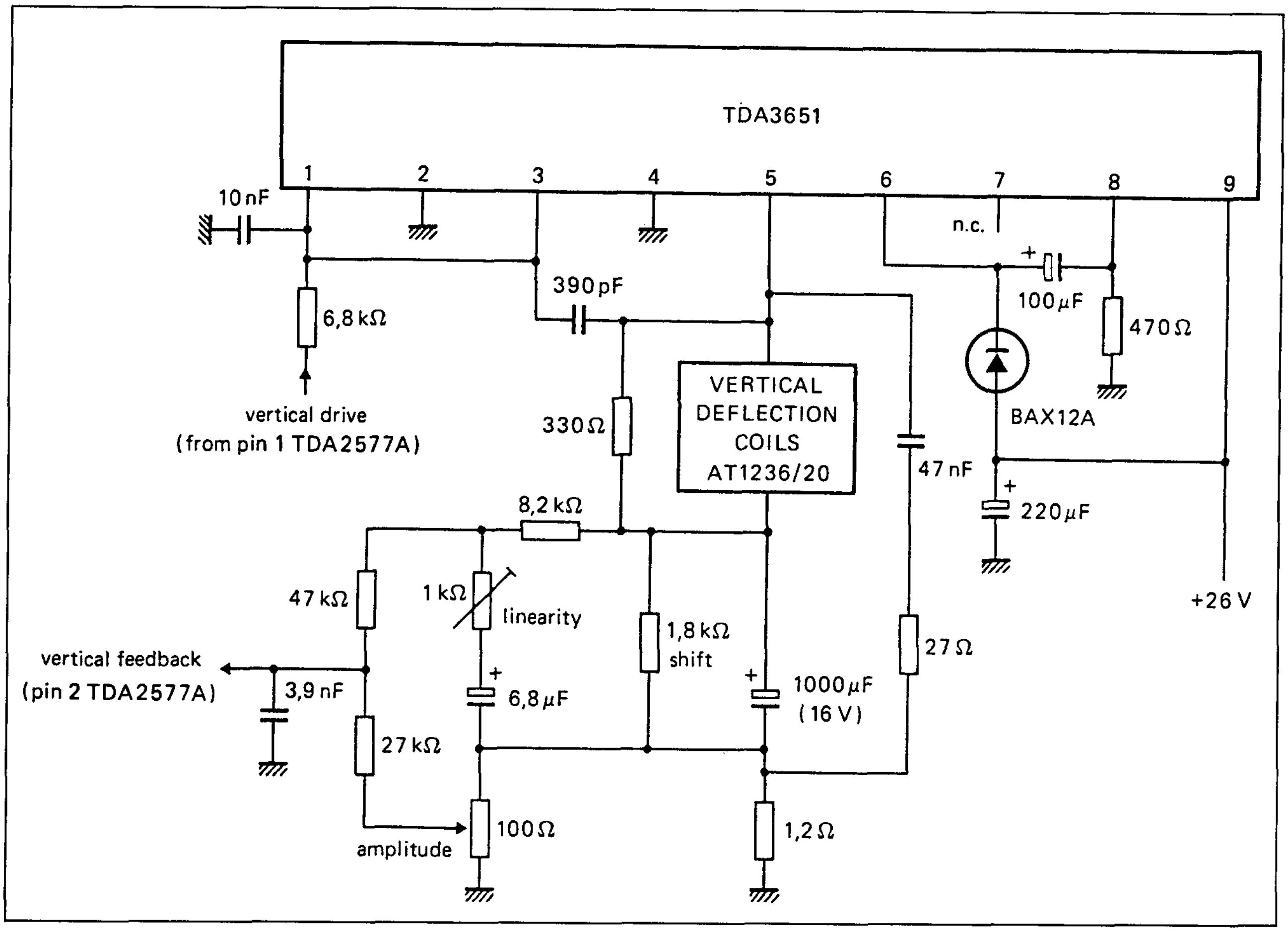
voltage at pin 18	first phase detector φ_1				mute output at pin 13		receiving conditions
	time constant		gating				
	slow	fast	on	off	on	off	
7,5 V	X		X			X	video signal detected
7,5 to 3,5 V	X		X			X	video signal detected
3,5 to 1,2 V		X		X		X	video signal detected
1,2 to 0,1 V	X		X		X		noise only
0,1 to 1,7 V	X	•	X	•	X		new video signal detected
1,7 to 5,0 V		X		X		X	horizontal oscillator locked
							VCR playback with mute function
5,0 to 7,5 V	X		X			X	horizontal oscillator locked
8,7 V		X		X		X	VCR playback without mute function

Figuur 15/6.1-45: De schakelniveaus op pen 18.



Figuur 15/6.1-46: Standaard schema rond de TDA 2577A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-47: Het besturen van een vertikale eindtrap van het type TDA 3651 uit een TDA 2577A.

Voorbeeldschakelingen

- figuur 15/6.1-46:

Standaard schakeling rond de TDA 2577A.

- figuur 15/6.1-47:

Op deze manier kan een TDA 3651 (vertikale uitgangstrap) samenwerken met een TDA 2577A.

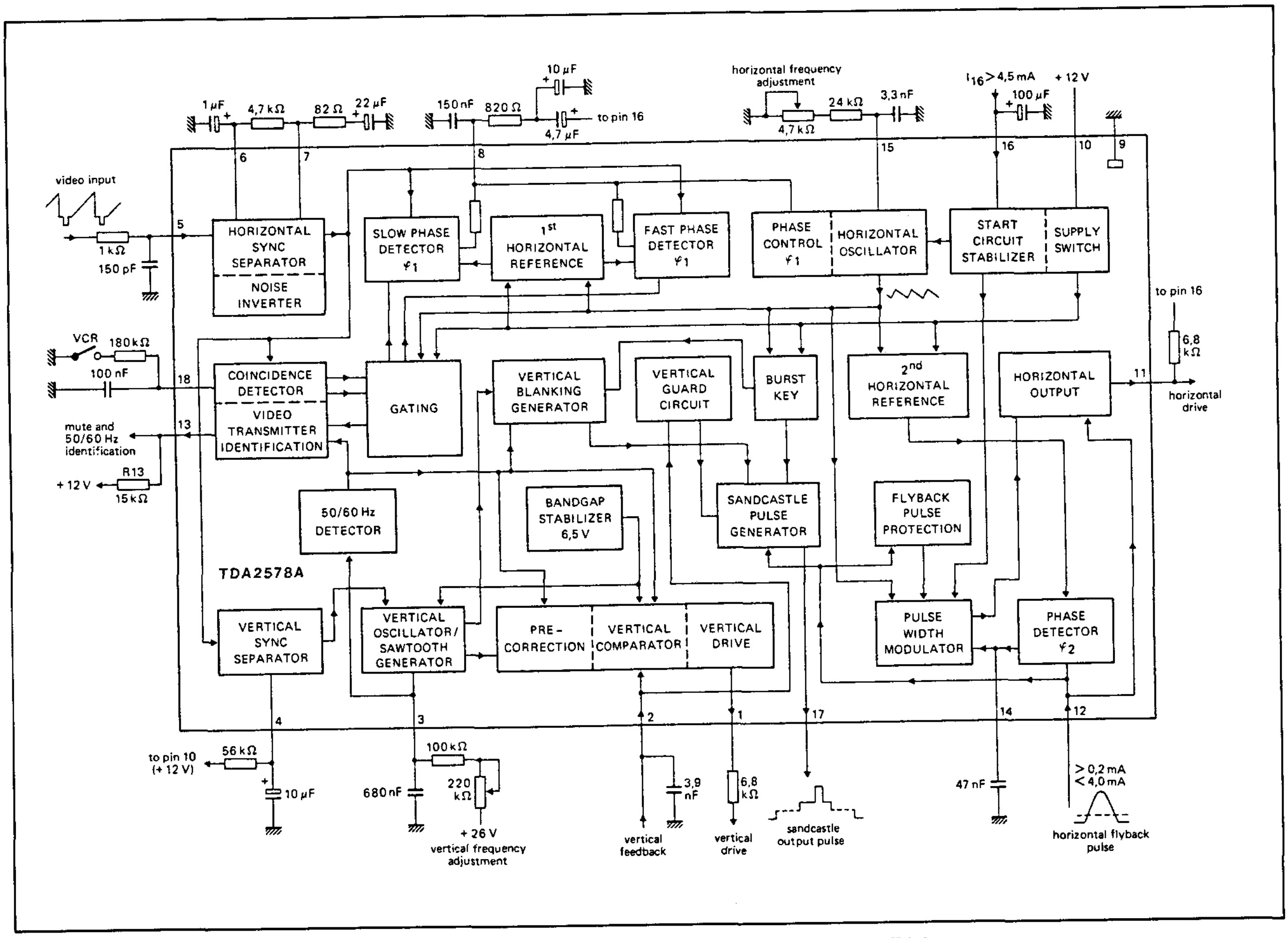
TDA 2578A

Sync-schakeling met vertikale oscillator en drivers

De TDA 2578A scheidt de horizontale en vertikale sync-pulsen uit het composite signaal en gebruikt deze voor het synchroniseren van de horizontale en vertikale oscillatoren. De schakeling bevat volgende blokken:

- horizontale sync-scheider met ruis-inverter;
- horizontale oscillator;
- horizontale eindtrap;
- horizontale fase-detector;
- tijdconstante schakelaar voor de fase-detector;
- schakelbare tijdconstante voor omschakelen naar VCR-bedrijf;
- tweede fase-detector voor compensatie van de horizontale afbuigtrap;
- puls generator voor de sandcastle;
- video zender identificatie;
- gestabiliseerde voeding voor de horizontale trappen;
- vertikale sync-scheider;
- 6,5 V bandgap referentie voor de vertikale oscillator;
- gesynchroniseerde vertikale oscillator;
- parabolische correctie voor de vertikale oscillator;

6.1 Type-beschrijving



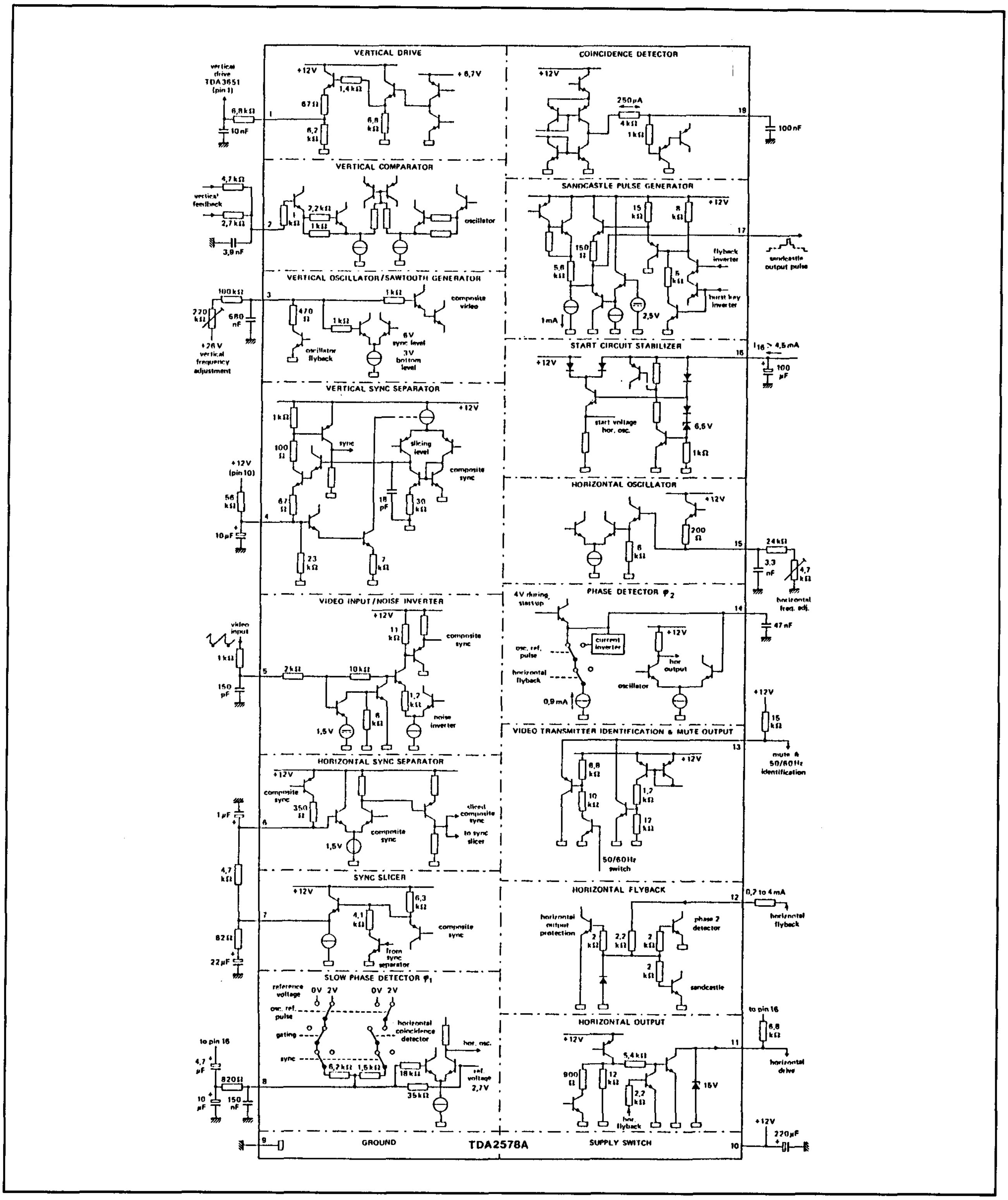
Figuur 15/6.1-48: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 2578A.

- vertikale driver;
- vertikale blanking generator;
- 50/60 Hz detector;
- 50/60 Hz identificatie uitgang;
- automatische amplitude-correctie voor 60 Hz bedrijf;
- automatische correctie van de duur van de blancking-puls, 21 lijnen voor 50 Hz, 17 lijnen voor 60 Hz.

Technische gegevens

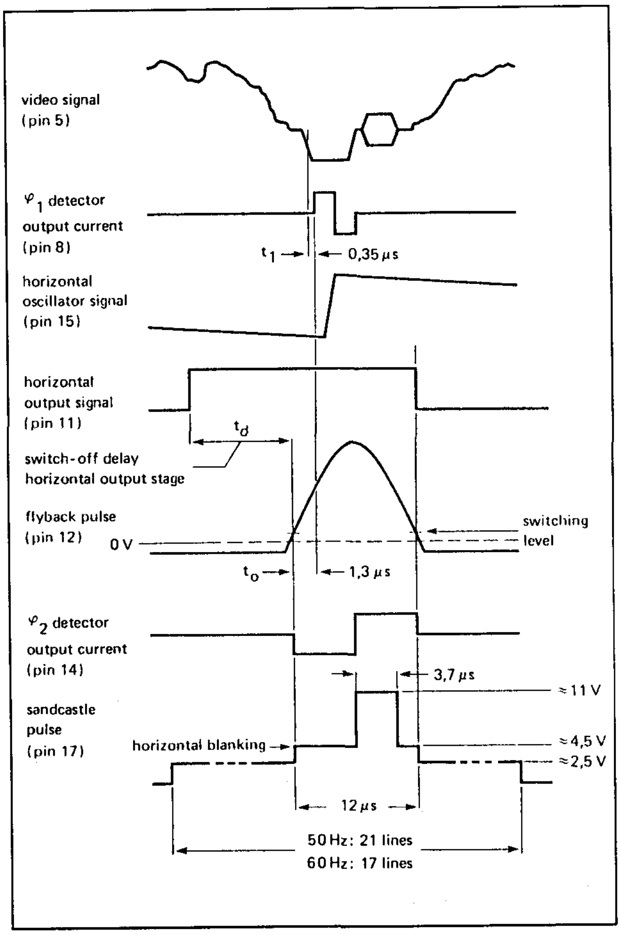
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-48
- intern blokschema: figuur 15/6.1-48
- praktische in- en uitgangsschakelingen: figuur 15/6.1-49
- timing-diagram: figuur 15/6.1-50
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 70 mA
- gestabiliseerde spanning op pen 16: 8,7 V typisch
- specificaties video-ingang
  - sync-level: 3,1 V typisch
  - sync-puls amplitude: 0,6 V typisch
  - slicing-level: 50 % typisch
  - vertraging tussen video en detector uitgang: 0,35 μs
  - schakelniveau ruis-poort: 0,7 V typisch
- specificaties loop's
  - houdbereik eerste loop: +/-800 Hz typisch
  - vanggebied eerste loop: +/-800 Hz typisch
  - gevoeligheid eerste loop: 1 kHz/μs typisch
  - controlebereik tweede loop: 1 tot 45 μs
  - gevoeligheid tweede loop: 400 μs/μs

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-49: Praktische in- en uitgangsschakelingen van de TDA 2578A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-50: Het timing-diagram van de TDA 2578A.

- specificaties horizontale oscillator
  - vrijloop frequentie: 15.625 Hz
  - spreiding: +/-4 %
  - afwijking tussen start en stabilisatie: +/-6 %
  - spanning op uitgang: 13,2 V
  - duty-sycle: 65 % typisch
- specificaties vertikale oscillator
  - vrijloop frequentie: 46 Hz typisch
  - frequentie-afwijking: +/-4 %
  - sync-bereik: 33 % typisch
  - frequentieverloop: 0,2 % max.
  - parabolische correctie: 6 % max.
- 50/60 Hz identificatie
  spanning tussen pennen 13 en 9 gelijk aan spanning tussen pennen 10 en 9 bij 50 Hz en gelijk aan ongeveer 7,6 V bij 60 Hz

Functie-beschrijving

De horizontale oscillator kan werken met een minimale voedingsstroom van 4,5 mA op pen 16. Deze kan rechtstreeks van de algemene voeding worden afgenomen. Na het starten van het systeem kan de hoofdvoeding van het IC op pen 10 van de horizontale eindtrap worden betrokken. De stabiliteit van de schakeling wordt gegarandeerd middels twee controle-loop's. In de eerste loop wordt de fase van het horizontale sync-signaal vergeleken met een signaal waarvan de voorflank samenvalt met de top van het horizontale oscillatorsignaal. In de tweede loop wordt de fase van de flyback-pulsen vergeleken met een tweede referentiesignaal, waardoor de top van het flyback-signaal precies in het midden ligt van de horizontale blancking in het video-signaal. De eerste fase-detector wordt gestuurd met een puls die is afgeleid van het horizontale uitgangssignaal.
De in-sync, out-of-sync of no-video conditie wordt gedetecteerd door de video transmitter identification/coïncidence detector op pen 18. De spanning op deze pen definieert de tijdconstante en de gating van de eerste fasedetector. Het verband tussen deze spanning en de verschillende schakelniveaus is samengevat in de tabel van figuur 15/6.1-51.
Het gemiddelde video-signaal op pen 5 moet kleiner zijn dan 5,5 V.
Het vertikale oscillatorsignaal is verbonden met de interne comparator via een inverter en amplitude deelschakelingen. De uitgang van de comparator stuurt een emittervolger op pen 1. Wil de oscillator een lineaire zaagtand genereren, dan moet de belastingsweerstand op pen 3 verbonden worden met een voedingsspanning van minstens 26 V. De amplitude van de zaagtand is onafhankelijk van de voedingsspanning.

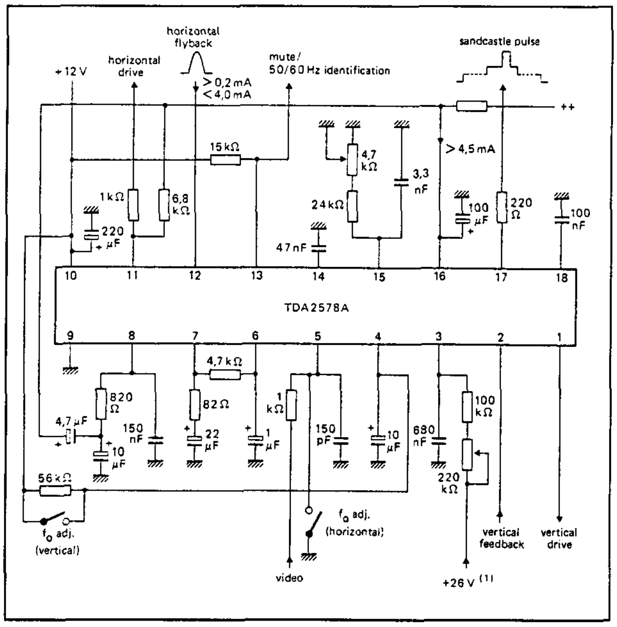
Voorbeeldschakelingen

- figuur 15/6.1-52:
Standaard schakeling rond de TDA 2578A.
- figuur 15/6.1-53:
Externe schakeling rond pen 18 voor het instellen van de VCR-mode.

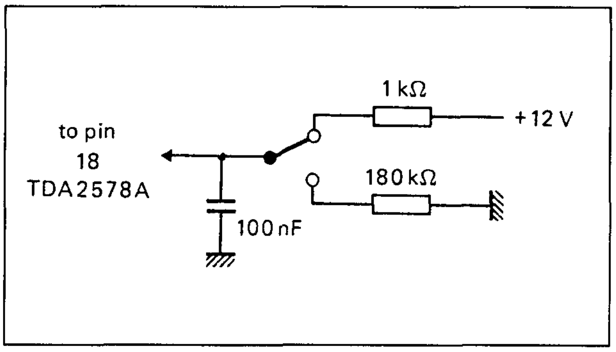
6.1 Type-beschrijving

voltage at pin 18	first phase detector φ_1				mute output at pin 13		receiving conditions
	time constant		gating				
	slow	fast	on	off	on	off	
7,5 V	X		X			X	video signal detected
7,5 to 3,5 V	X		X			X	video signal detected
3,5 to 1,2 V		X		X		X	video signal detected
1,2 to 0,1 V	X		X		X		noise only
0,1 to 1,7 V	X	*	X	*	X		new video signal detected
1,7 to 5,0 V		X		X		X	horizontal oscillator locked VCR playback with mute function
5,0 to 7,5 V	X		X			X	horizontal oscillator locked
8,7 V		X		X		X	VCR playback without mute function

Figuur 15/6.1-51: De schakelniveaus op pen 18 bij de TDA 2578A.



Figuur 15/6.1-52: Standaard schema rond de TDA 2578A.



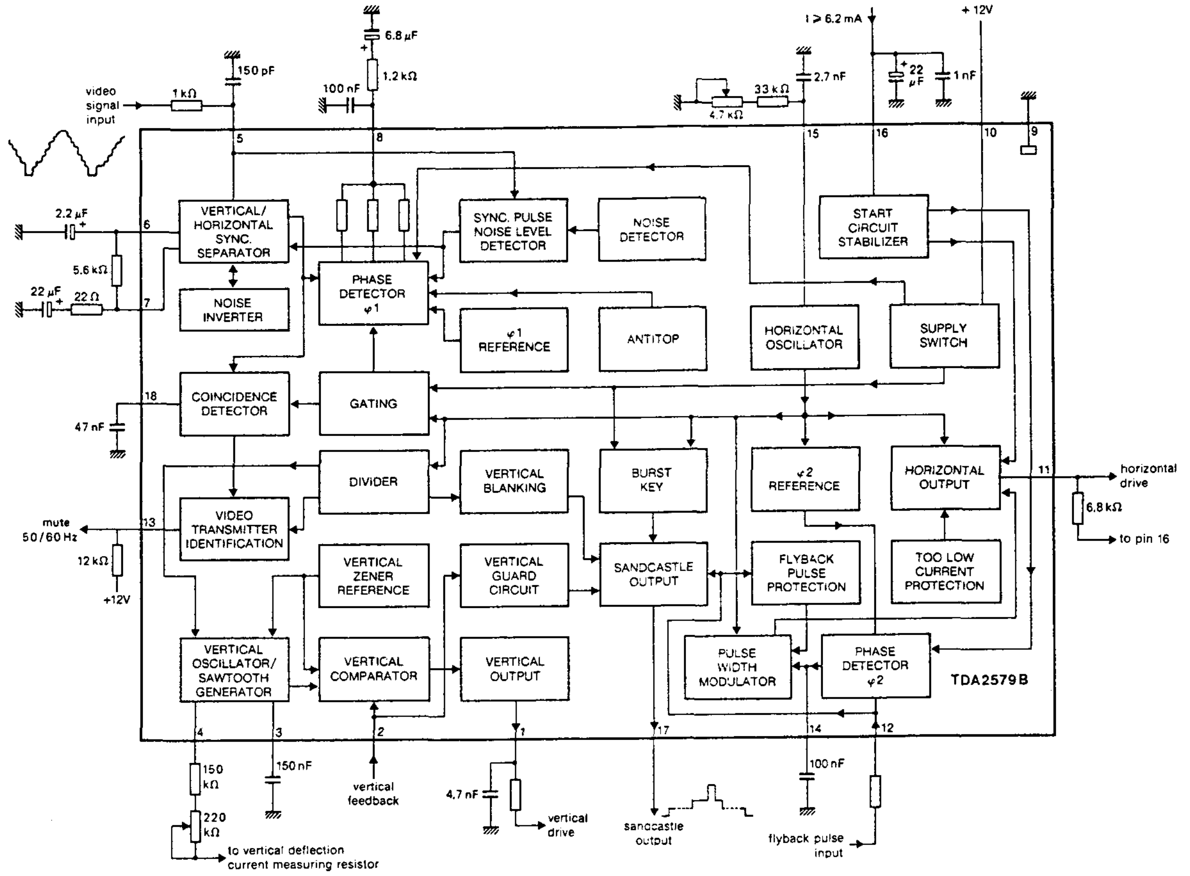
Figuur 15/6.1-53: Het extern aansluiten van een VCR-schakelaar op de TDA 2578A.

TDA 2579B

Horizontaal en vertikaal sync-circuit

De TDA 2579B genereert en synchroniseert de horizontale en vertikale afbuigsignalen.

6.1 Type-beschrijving

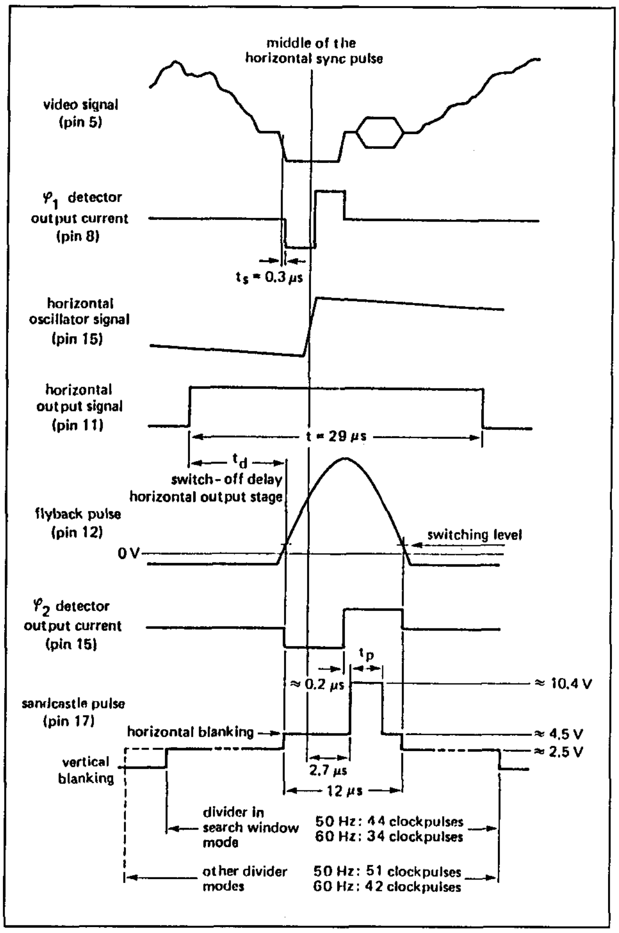


Figuur 15/6.1-54: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 2579B.

De schakeling levert een sandcastle-puls en een zender identificatie signaal.
Het IC beschikt over een 50/60 Hz identificatieu-itgang.
De schakeling bevat volgende blokken:
- horizontale fase-detector;
- horizontale sync-scheider;
- horizontale ruis-inverter;
- tweede fase-detector voor de horizontale uitgang;
- vertikale sync-scheider;
- vertikale comparator;
- 50/60 Hz identificatie schakeling;
- mute-schakeling.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-54
- intern blokschema: figuur 15/6.1-54
- timing-diagram: figuur 15/6.1-55
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 70 mA
- gestabiliseerde spanning op pen 16: 9,3 V typisch
- specificaties video-ingang

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-55: Het timing-diagram van de TDA 2579B.

  - sync-level: 3,1 V typisch
  - sync-puls amplitude: 0,6 V typisch
  - slicing-level: 50 % typisch
  - vertraging tussen video en detector uitgang: 0,30 µs
  - schakelniveau ruis-poort: 0,7 V typisch
- specificaties loop's
  - houdbereik eerste loop: +/-800 Hz typisch
  - vanggebied eerste loop: +/-800 Hz typisch
  - gevoeligheid eerste loop: 2 kHz/µs typisch
  - gevoeligheid tweede loop: 300 µs/µs
- specificaties horizontale oscillator
  - vrijloop frequentie: 15.625 Hz
  - spreiding: +/-4 %
  - afwijking tussen start en stabilisatie: +/-5 %
  - spanning op uitgang: 13,2 V
  - duty-sycle: 60 % typisch

Functie-beschrijving

De vertikale zaagtand op pen 3 wordt gegenereerd via een gesynchroniseerde frequentiedeler, waardoor de frequentie van de vertikale generator niet moet worden afgeregeld.

Het systeem herkent via een discriminator de 50 of 60 Hz frequentie en past de deelverhouding automatisch aan. De vertikale uitgang op pen 1 kan een maximale stroom van ongeveer 1,5 mA leveren bij een spanning van 5 V.

De uitgangsimpedantie op deze pen bedraagt ongeveer 170 Ω.

Het ruisdetectie systeem werkt als volgt. Het niveau wordt gemeten in het midden van de horizontale syncpulsen. Een video-signaal wordt als verwerkbaar ervaren als er op 12 van 15 achtereenvolgende syncpulsen een signaal/ruis-verhouding wordt vastgesteld van meer dan 19 dB.

De horizontale oscillator start met een voedingsstroom van 4 mA op pen 16. Deze kan rechtstreeks van de algemene voeding worden afgenomen. Na het starten van het systeem kan de hoofdvoeding van het IC op pen 10 van de horizontale eindtrap worden betrokken.

De horizontale oscillator is aangesloten op pen 15. De frequentie wordt bepaald door een externe RC-combinatie tussen deze pen en de massa.

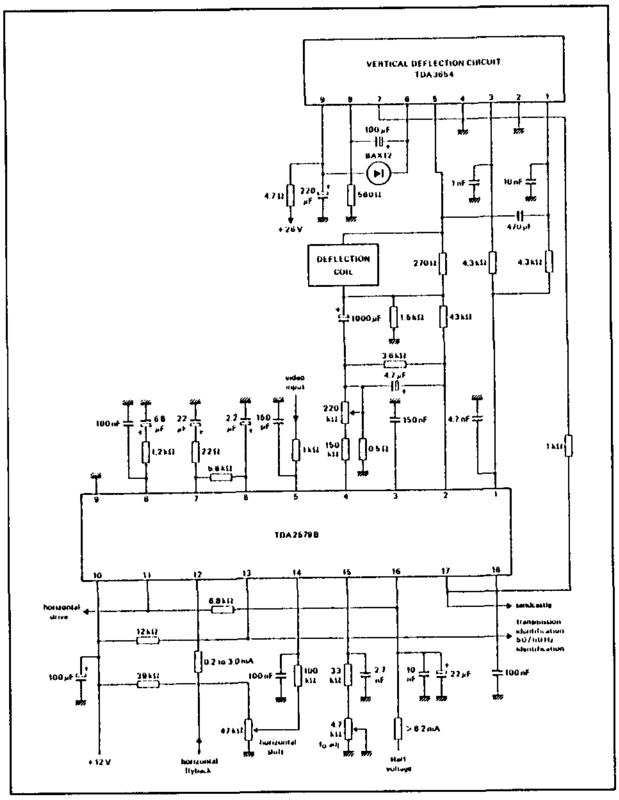
De open-collector uitgang van de horizontale trafo is verbonden met pen 11.

Voorbeeldschakeling

- figuur 15/6.1-56:

Een typische voorbeeld-schakeling met de TDA 2579B.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-56: Standaard applicatie met de TDA 2579B.

TDA 2582

Controle-IC voor voedingen die de horizontale afbuigspanningen verzorgen

De TDA 2582 controleert de voedingsschakelingen die de horizontale afbuigschakelingen van spanning voorzien.
Het IC bevat:

- een spanningsgestuurde horizontale oscillator;
- een fase-detector;
- overspannings en overstroom beveiliging;
- teller die het systeem uitschakelt als een bepaald aantal keren een overspanningsof overstroomsituatie werd gedetecteerd;
- beveiliging tegen te lage voedingsspanning;
- ON/OFF-bediening op afstand.

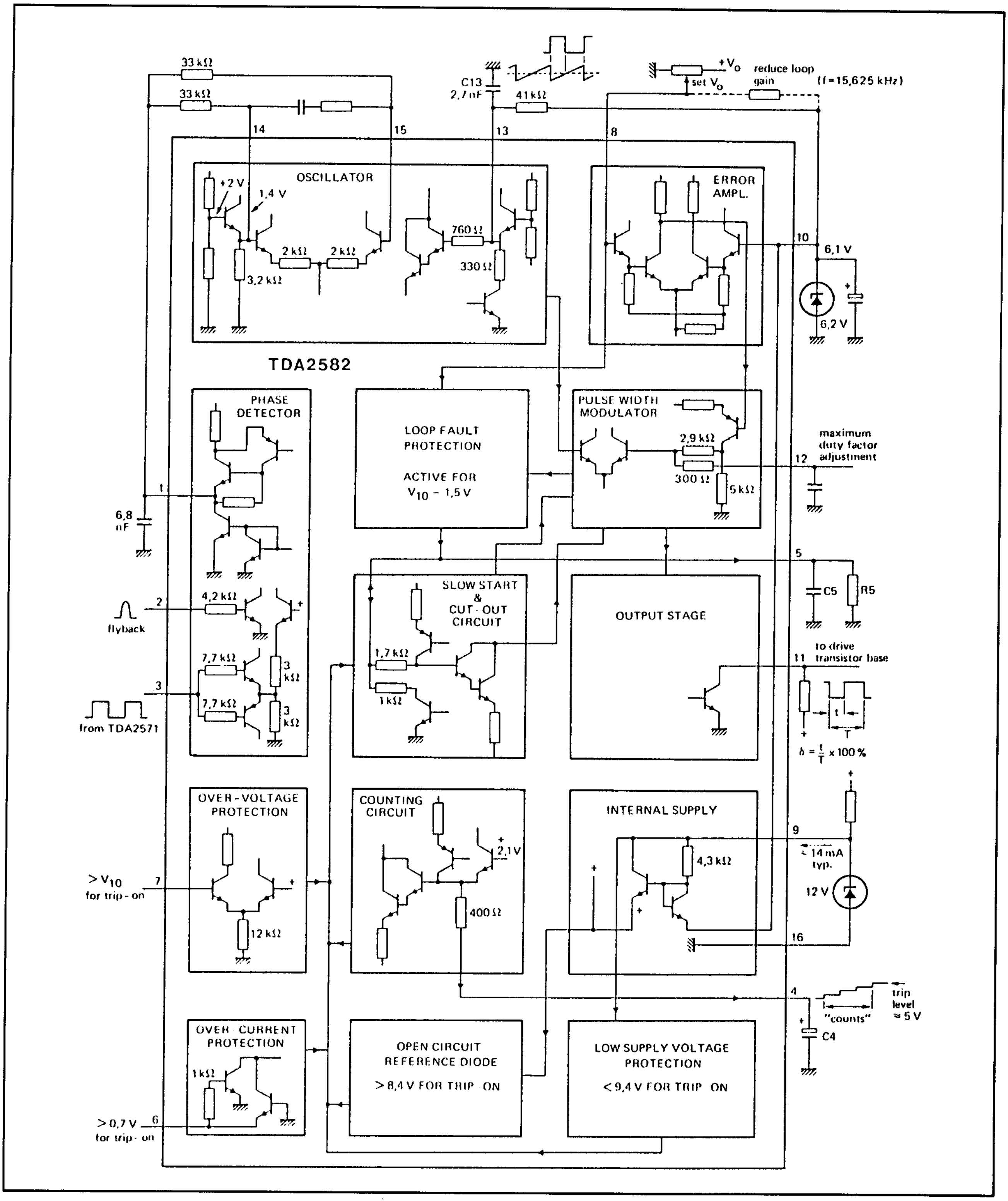
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-57
- intern blokschema: figuur 15/6.1-58
- maximale voedingsspanning: 14 V
- maximale voedingsstroom: 14 mA
- onderste voedingsdrempel: 9,4 V typisch
- ingangssignalen
  - referentiespanning: 6,1 V
  - horizontaal referentiesignaal: 5 tot 12 V
  - flyback-puls: 1 tot 5 V
- uitgangssignalen
  - horizontale puls: 11,6 V min.
  - uitgangsstroom: 40 mA max.
  - duty-sycle: 98 %
- oscillator
  - frequentie: 15.625 Hz
  - temperatuurscoëfficiënt: 0,0003/°C
  - frequentie-afwijking: -1,4 % max.
- controle loop
  - versterking: 5 kHz/µs
  - vangbereik: 1,3 kHz

1. Phase detector output
2. Flyback pulse position input
3. Reference frequency input
4. Re-start count capacitor/remote control input
5. Slow start and transfer characteristic for low feedback voltages
6. Over-current protection input
7. Over-voltage protection input
8. Feedback voltage input
9. Positive supply
10. Reference input
11. Output
12. Maximum duty factor adjustment/smoothing
13. Oscillator timing network
14. Reactance stage reference voltage
15. Reactance stage input
16. Negative supply (ground)

Figuur 15/6.1-57: Aansluitcodering van de TDA 2582.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-58: Intern blokschema van de TDA 2582.

6.1 Type-beschrijving

Functie beschrijving

De referentie frequentie ingang (pen 3) kan rechtstreeks gestuurd worden uit de vierkantsgolf uitgang van een TDA 2571. De ingangsimpedantie van deze ingang bedraagt 8 kΩ en de schakeling reageert op spanningen van minstens 3 V.

De flayback-ingang (pen 2) moet gestuurd worden met een puls met een minimale breedte van 12 μs. Men kan deze ingang echter ook sturen met een signaaltje dat via een kleine stroomtrafo is afgeleid uit de horizontale afbuigstroom. In dat geval moet de pulsbreedte minimaal 4 μs bedragen en de amplitude minimaal 10 V.

De pennen 6 en 7 moeten gestuurd worden met spanningen die de beveiliging controleren.

De spanning op pen 6 moet proportioneel zijn met de stroom die door de schakeltransistor van de voeding vloeit.

De ingang op pen 7 schakelt de beveiliging in als de spanning gelijk wordt aan de externe referentie die op pen 10 wordt aangelegd.

De werking van de beveiliging wordt volledig bepaald door de waarde van de condensatoren die geschakeld zijn tussen de massa en de pennen 4 en 5. Als aan een van de beveiligingsvoorwaarden wordt voldaan zal de duty-sycle van de uitgangspuls tot nul gereduceerd worden. De voeding valt dan uit. Na een tijd, bepaald door de tijdconstante op pen 5, zal de schakeling gereactiveerd worden.

Is de beveiligingsvoorwaarde dan nog steeds aanwezig, dan zal de duty-sycle weer tot nul gereduceerd worden. Dit proces wordt een bepaald aantal keer herhaald, tot de schakeling zichzelf blijvend uitschakelt. Dit aantal keer wordt bepaald door de verhouding tussen de condensator op pen 4 en de condensator op pen 5.

De tijdconstante op pen 5 bepaalt ook de zogenoemde "slow start".

Bij het inschakelen van het systeem zal de duty-sycle langzaam opgevoerd worden tot de nominale waarde. Dit voorkomt inschakelpieken in de voeding.

Op pen 10 moet een externe referentiediode worden aangesloten, die een spanning genereert tussen 5,6 en 6,6 V. Het IC levert een stroom van ongeveer 1 mA aan deze diode. De diode kan eventueel met een extra externe weerstand worden ingesteld in het gunstigste werkpunt.

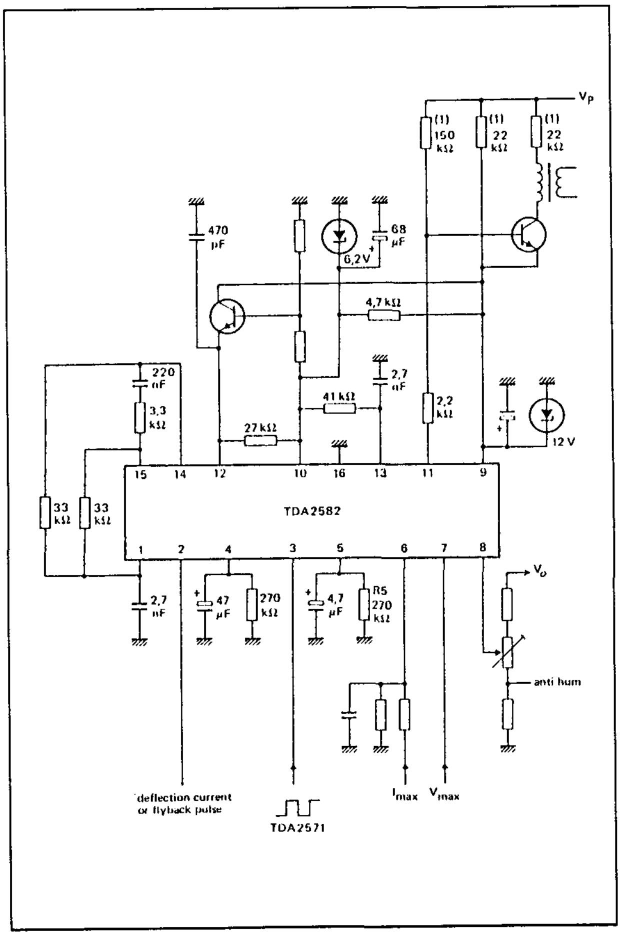
Voorbeeldschakelingen

- figuur 15/6.1-59:

De TDA 2582 wordt in dit schema gestuurd uit de vierkantgolf uitgang van een TDA 2571.

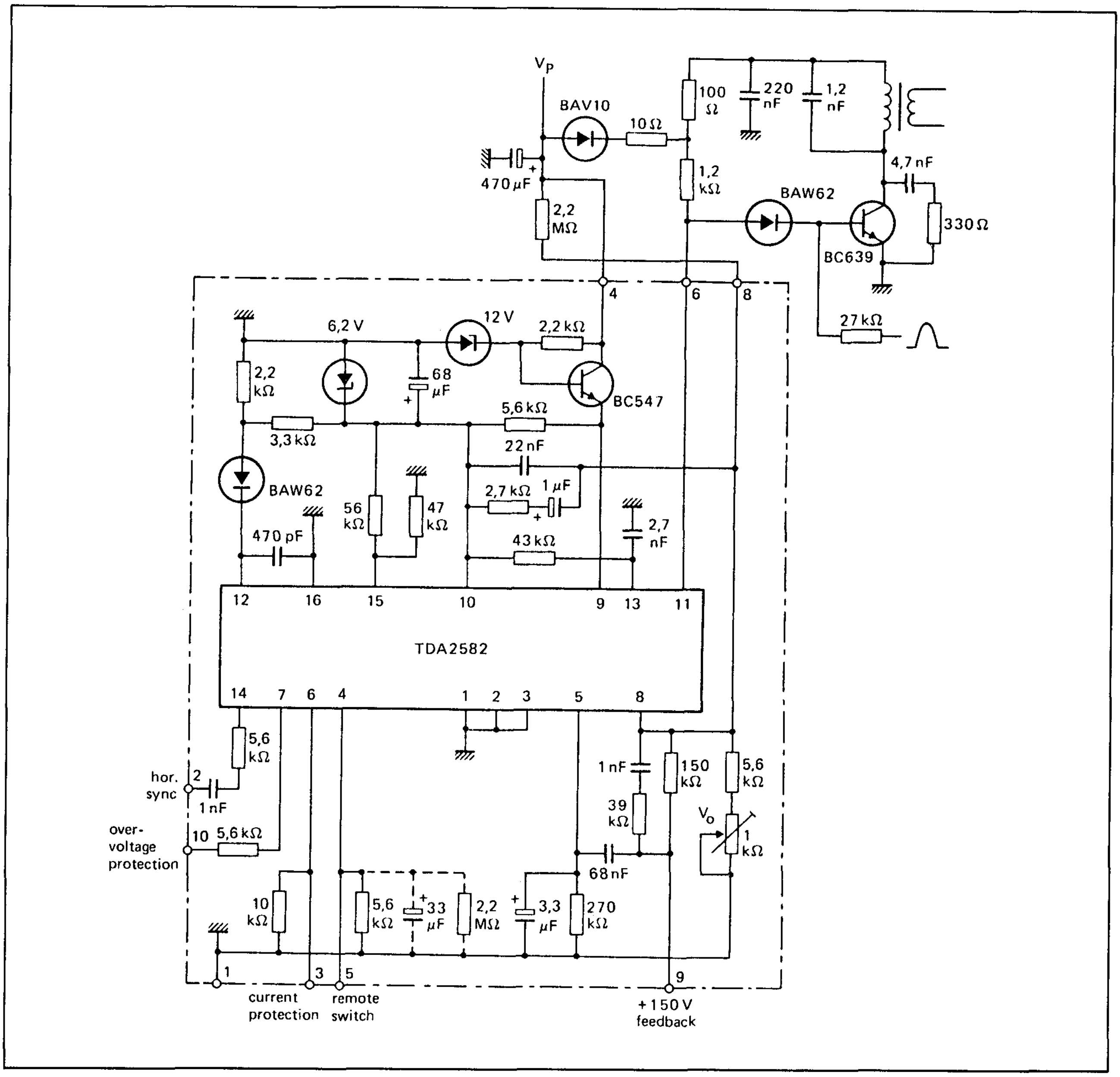
- figuur 15/6.1-60:

In dit voorbeeld wordt de TDA 2582 gestuurd via pen 14 uit pen 10 van een TDA 2576.



Figuur 15/6.1-59: Eerste voorbeeld-schakeling rond de TDA 2582.

6.1 Type-beschrijving



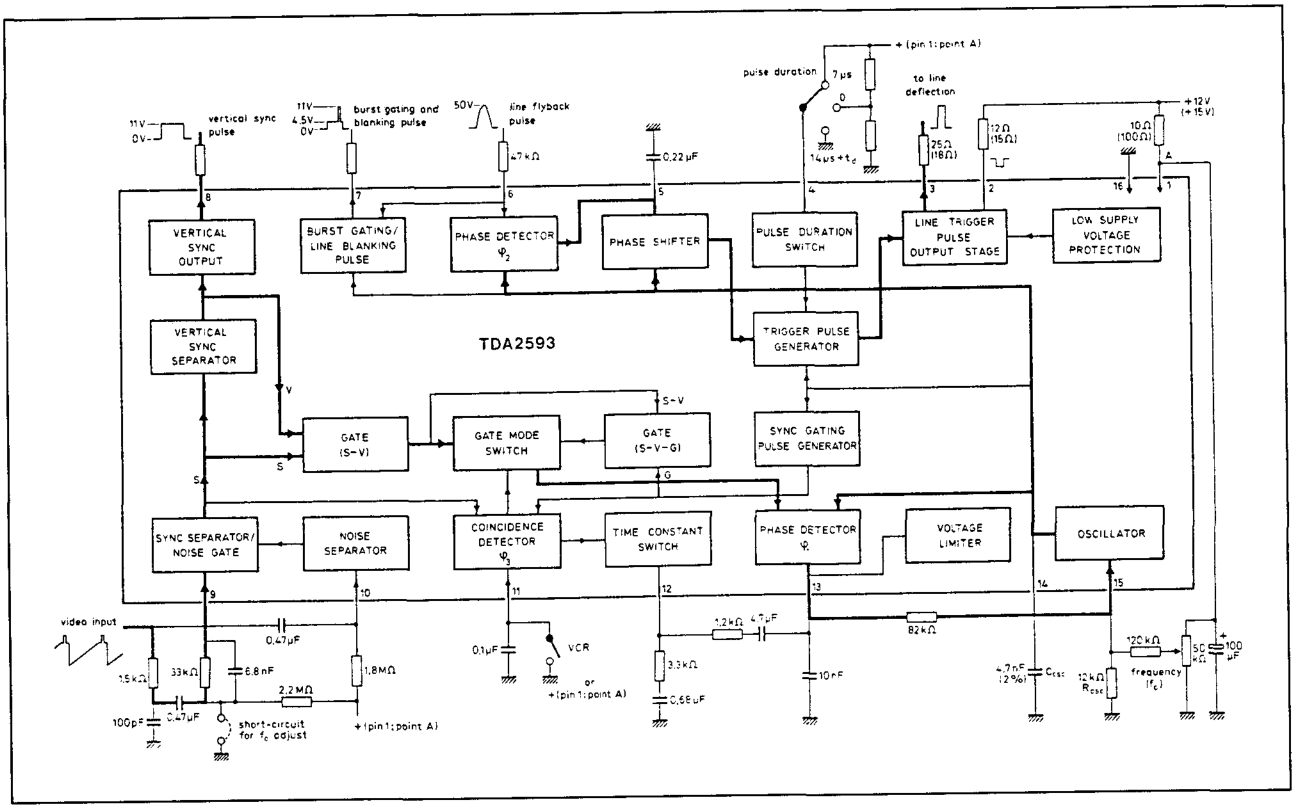
Figuur 15/6.1-60: Tweede voorbeeld-schakeling rond de TDA 2582.

TDA 2593

Horizontale combinatie-schakeling

De TDA 2593 in ontworpen om gebruikt te worden in KTV's in combinatie met de TDA 2510, de TDA 2520, de TDA 2560, de TDA 3500, de TDA 3510 en de TDA 3520.
De schakeling bevat volgende blokken:
- horizontale oscillator;
- fase-comparator tussen sync-pulsen en oscillator spanning;
- fase-comparator tussen flyback puls en de oscillator spanning;
- elektronische schakelaar die omschakelt naar VCR-ingang;
- sync-scheider;
- ruis-scheider;

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-61: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 2593.

- vertikale sync uitgangstrap;
- uitgangstrap voor rechtstreekse sturing van thyristor afbuig systemen;
- beveiliging tegen te lage voedingsspanning.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-61
- intern blokschema: figuur 15/6.1-61
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 30 mA
- sync-scheider
  - ingangsspanning: 3 tot 4 V
  - schakeldrempel: 0,8 V typisch
- ruis-scheider
  - ingangsspanning: 3 tot 4 V
  - schakeldrempel: 1,4 V typisch
  - maximale ruisspanning: 7 V
- uitgangsspanningen:
  - vertikale sync-puls: 10 V min.
  - burst gate puls: 10 V min.
  - flyback-puls: 4 tot 5 V
  - line drive puls: 10,5 V typisch
  - schakelaar tijdconstante: 6 V typisch
- fase-comparatoren
  - stuurspanning 1: 3,8 tot 8,2 V
  - gevoeligheid 1: 2 kHz/µs
  - houdbereik 1: +/-780 Hz
  - stuurspanning 2: 5,4 tot 7,6 V
  - uitgangsimpedantie 2: 8 kΩ

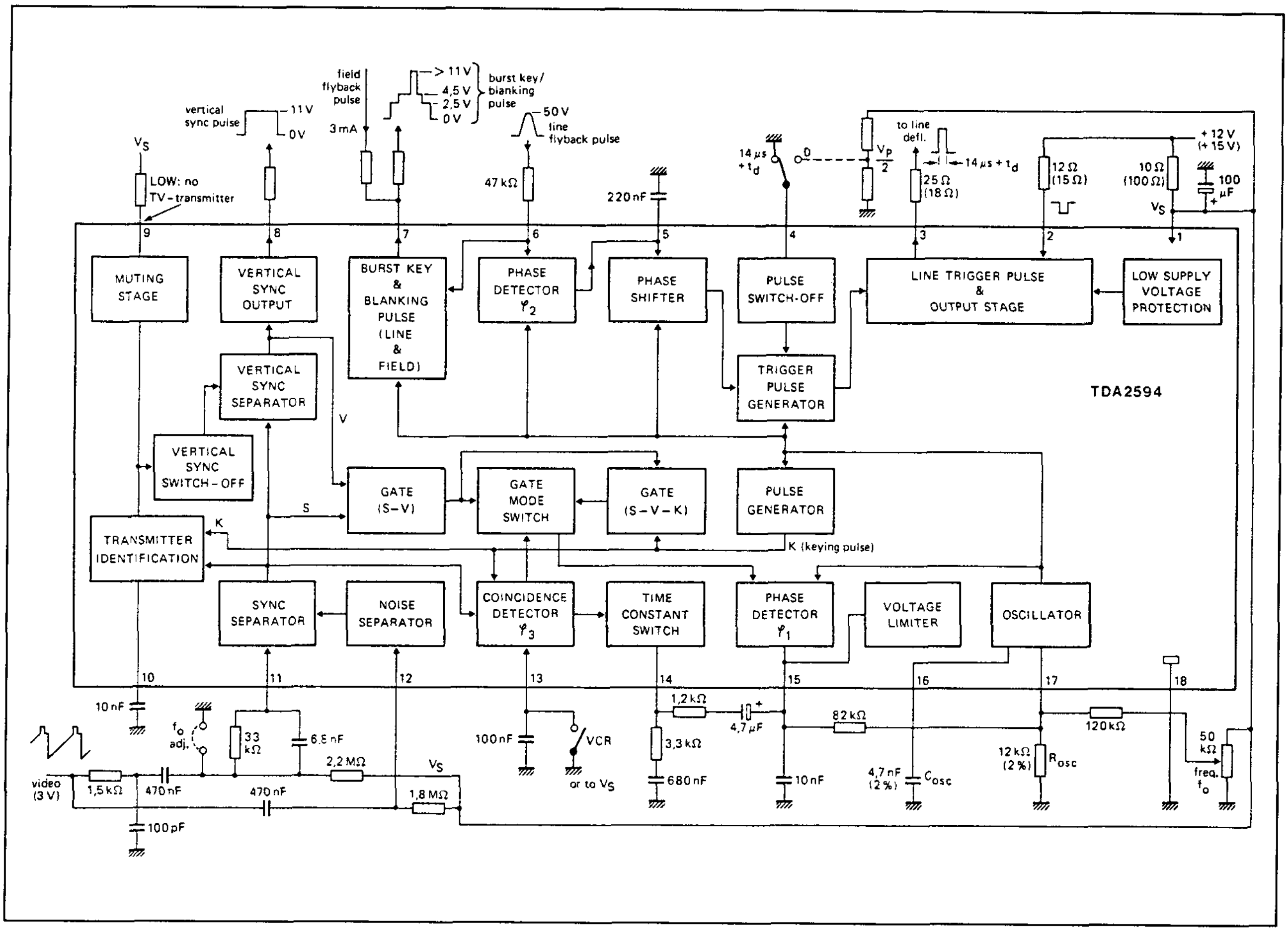
TDA 2594

Horizontale combinatie-schakeling

De TDA 2594 bevat alle schakelingen voor de horizontale afbuiging in KTV-ontvangers. De schakeling bevat volgende blokken:

- horizontale oscillator;
- fase-comparator tussen sync-pulsen en oscillator spanning;
- fase-comparator tussen flyback puls en de oscillator spanning;
- elektronische schakelaar die omschakelt naar VCR-ingang;

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-62: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 2594.

- sync-scheider;
- ruis-scheider;
- vertikale sync uitgangstrap;
- uitgangstrap voor rechtstreekse sturing van transistor afbuig systemen;
- beveiliging tegen te lage voedingsspanning.
- zender identificatie trap;
- muting schakeling;
- automatische uitschakeling van vertikale sync.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-62
- intern blokschema: figuur 15/6.1-62
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 30 mA
- sync-scheider
  - ingangsspanning: 3 tot 4 V
  - schakeldrempel: 0,8 V typisch
- ruis-scheider
  - ingangsspanning: 3 tot 4 V
  - schakeldrempel: 1,4 V typisch
  - maximale ruisspanning: 7 V
- uitgangsspanningen:
  - vertikale sync-puls: 10 V min.
  - burst gate puls: 10 V min.
  - flyback-puls: 4,1 tot 4,9 V
  - line drive puls: 10 V typisch
  - schakelaar tijdconstante: 6 V typisch
  - zender identificatie:
    0,5 V bij geen zender
    1 tot 7 V bij wél zender
- fase-comparatoren
  - stuurspanning 1: 4,1 tot 7,9 V
  - gevoeligheid 1: 2 kHz/μs

6.1 Type-beschrijving

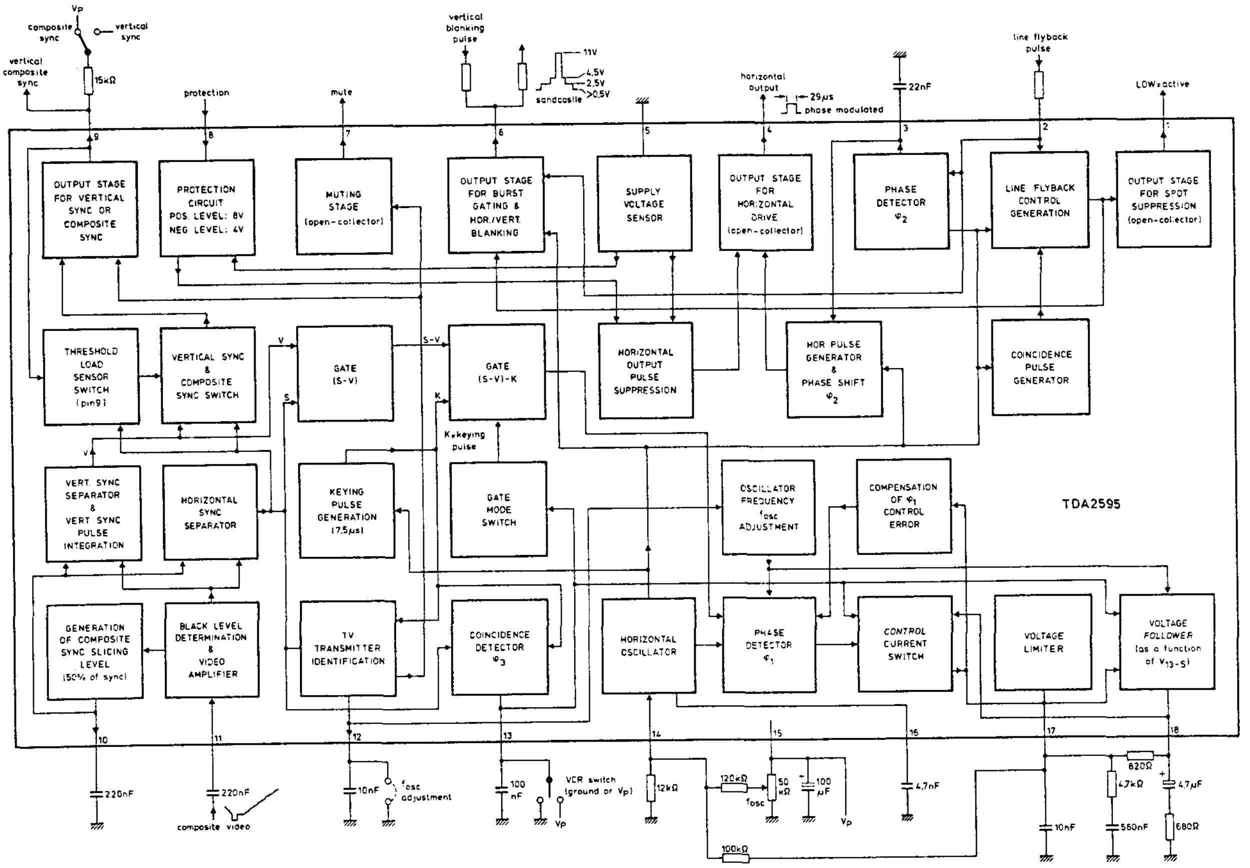
- houdbereik 1: +/-680 Hz
- stuurspanning 2: 5,4 tot 7,6 V
- uitgangsimpedantie 2: 8 kΩ

TDA 2595

Horizontale combinatie-schakeling

De TDA 2595 bevat alle schakelingen voor de horizontale afbuiging in KTV-ontvangers. De schakeling bevat volgende blokken:

- adaptieve sync-scheider;
- vertikale puls-separator met dual slope integrator;
- uitgangstrap voor de vertikale sync-puls;
- uitgangstrap voor composite sync-puls;
- fase-controle tussen horizontale sync-puls en horizontale oscillator;
- coïncidentie-detector;
- mute-schakeling gestuurd door de zender identificatie;
- tweede fase-controle tussen horizontale flyback-puls en de horizontale oscillator;
- horizontale blancking-puls generator;
- horizontale uitgangstrap;
- detector voor te lage voedingsspanning;
- automatische uitschakeling van de horizontale uitgang als de ingangsspanning te laag of te hoog is.



Figuur 15/6.1-63: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 2595.

6.1 Type-beschrijving

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-63
- intern blokschema: figuur 15/6.1-63
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 50 mA
- sync-scheider
  - ingangsspanning: 0,2 tot 3 V
  - amplitude sync-puls: 50 mV min.
  - impedantie: 200 Ω
- vertikale sync-puls
  - uitgangsspanning: 10 V min.
  - pulsduur: 190 µs
- horizontale oscillator
  - frequentie: 15.615 Hz
  - referentiespanning: 6 V typisch
  - gevoeligheid: 31 Hz/µA
  - bereik: +/-10 % van f_0
  - uitgangspuls: 0,5 V max.
  - pulsduur: 29 µs typisch
- fase-comparator
  - stuurspanning: 3,55 tot 8,3 V
  - gevoeligheid: 6 kHz/µs
  - houdbereik: +/-680 Hz
- uitgangsspanningen:
  - mute-uitgang:
    0,5 V max. bij geen zender
  - zender-identificatie:
    1 V max. bij geen zender
    7 V min. bij wél zender
  - clamping: 2,5 V typisch
  - horizontale blancking: 4,5 V typisch
  - burst gate puls: 11 V typisch

TDA 2653A

Schakeling voor de vertikale afbuiging

De TDA 2653A bevat alle schakelingen voor de vertikale afbuiging in KTV-ontvangers met grote beeldbuis.
Het IC bevat de volgende blokken:
- vertikale oscillator;
- automatische schakelaar voor 50/60 Hz;
- synchronisatie schakeling;
- blanking puls generator;
- zaagtandgenerator met buffertrap;
- voorversterker;
- uitgangstrap met thermische en kortsluitbeveiliging;
- flayback-generator;
- spanningsstabilisator.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: SIL-13 (SOT141)
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-64
- intern blokschema: figuur 15/6.1-65
- maximale voedingsspanning pen 9: 40 V
- maximale voedingsspanning pen 5: 60 V
- maximale voedingsstroom: 325 mA
- piekstroom: 1,3 A max
- synchronisatie
  - sync-ingang: 1 tot 12 V
  - sync-bereik: 28 % typisch
- oscillator
  - stuurspanning: 6 tot 9 V
  - zaagtand uitgangsspanning:
    voeding - 1 V
  - zaagtand uitgangsstroom: 4 mA max.
- blanking
  - uitgangsspanning: 18,5 V typisch
  - uitgangsstroom: 3 mA
  - uitgangsimpedantie: 410 Ω
  - pulsduur: 1,4 ms

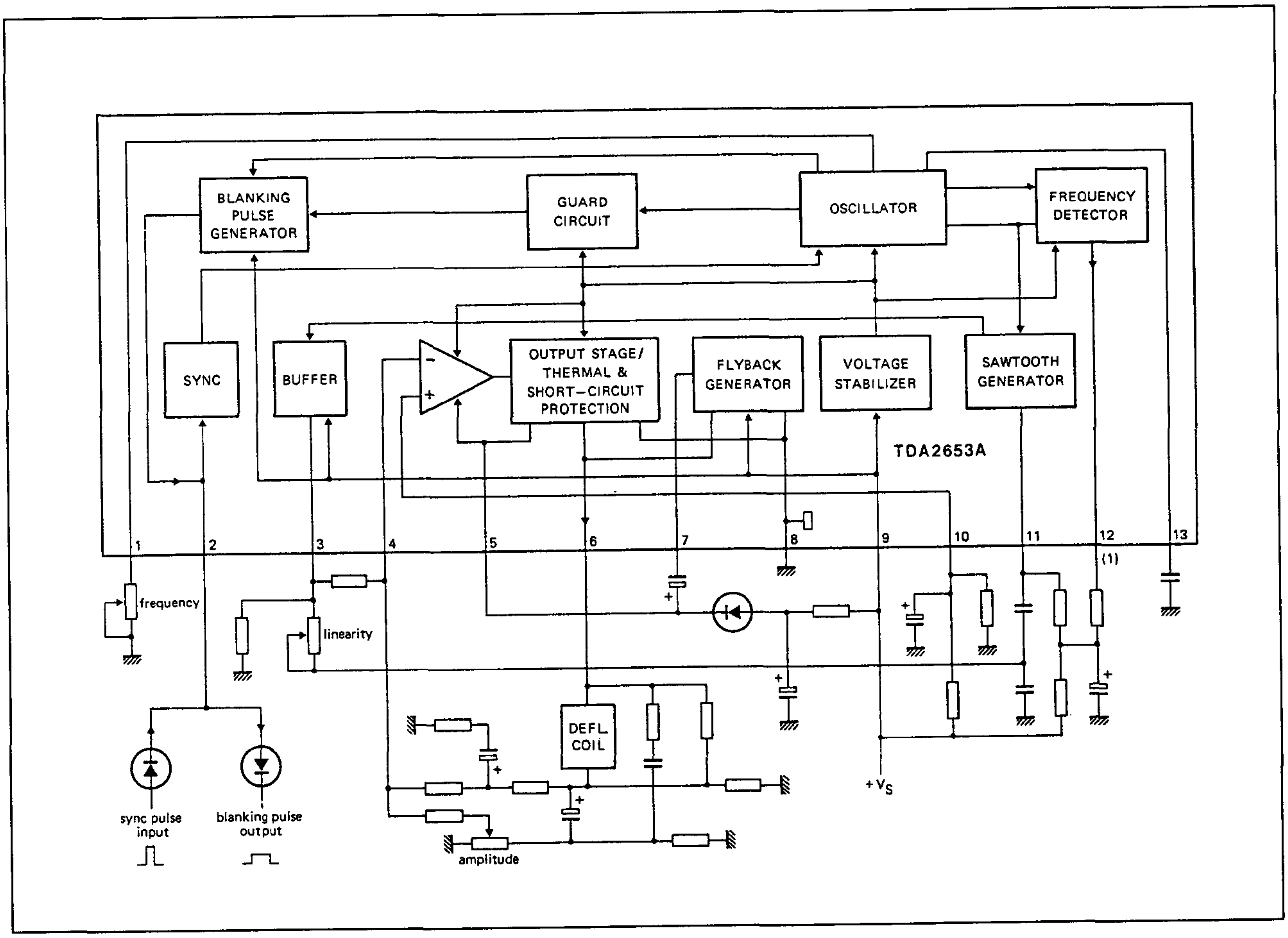
Functie-beschrijving

De frequentie van de vertikale oscillator wordt bepaald door een potentiometer op pen 1 en een condensator op pen 13. De oscillator moet worden gesynchroniseerd door een positieve puls tussen 1 en 12 V op pen 2. De zaagtand wordt via een buffertrap uitgevoerd op pen 3. Dit signaal wordt gebruikt voor de lineariteitscontrole (pen 11) en stuurt de voorversterker (pen 4). De uitgangstrap stuurt zijn signaal naar de afbuigspoelen via pen 6. Deze eindtrap wordt gevoed via een afzonderlijke voeding die op pen 5 aangesloten moet worden. Deze spanning kan worden geleverd door de flybackgenerator via een spanningsverdubbelend, extern aan te brengen C/D-netwerkje.
Op pen 12 staat een signaal ter beschikking dat LAAG is voor 50 Hz systemen en HOOG voor 60 Hz systemen.

6.1 Type-beschrijving

1. Oscillator adjustment
2. Synchronization input/blanking output
3. Sawtooth generator output
4. Preamplifier input
5. Positive supply of output stage
6. Output
7. Flyback generator output
8. Ground
9. Positive supply (V_S)
10. Reference voltage
11. Sawtooth capacitor
12. 50 Hz/ 60 Hz switching voltage
13. Oscillator capacitor

Figuur 15/6.1-64: Aansluitgegevens van de TDA 2653A.



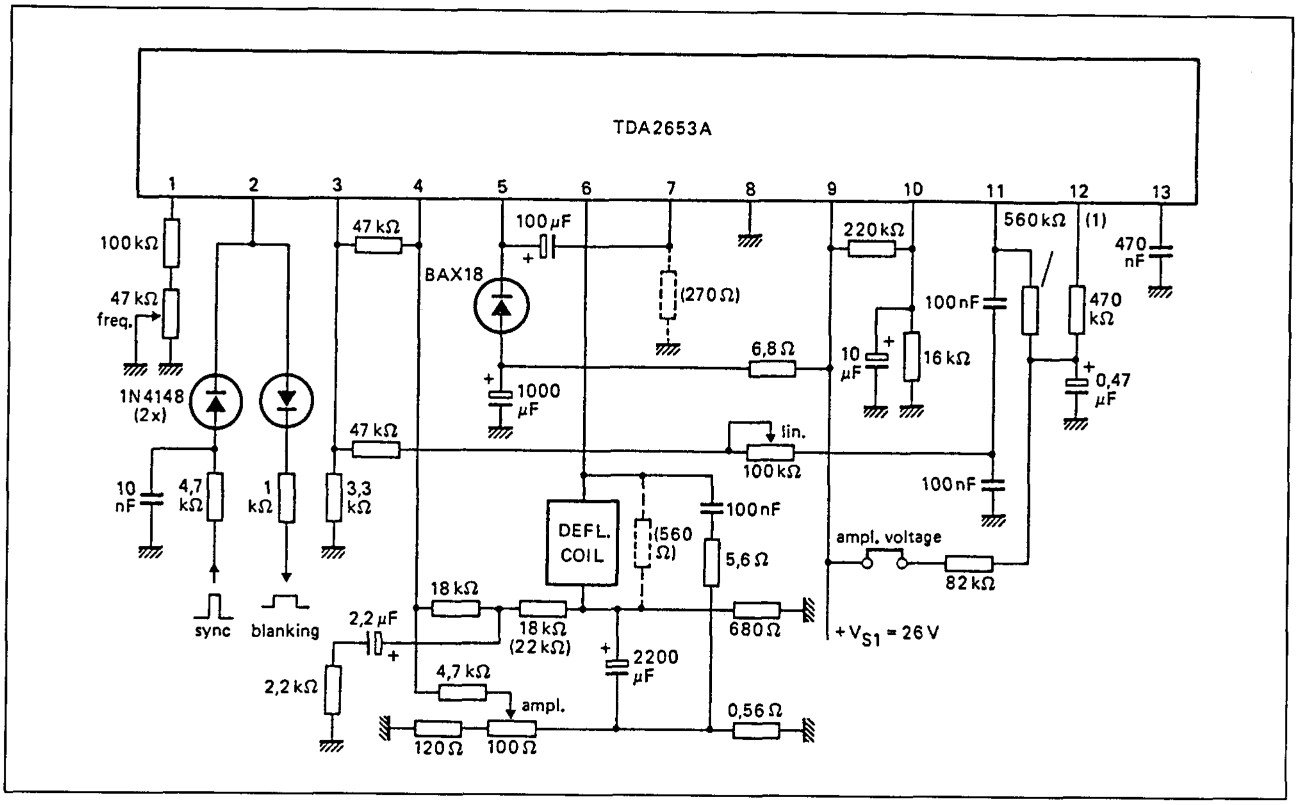
Figuur 15/6.1-65: Intern blokschema van de TDA 2653A.

Voorbeeldschakelingen

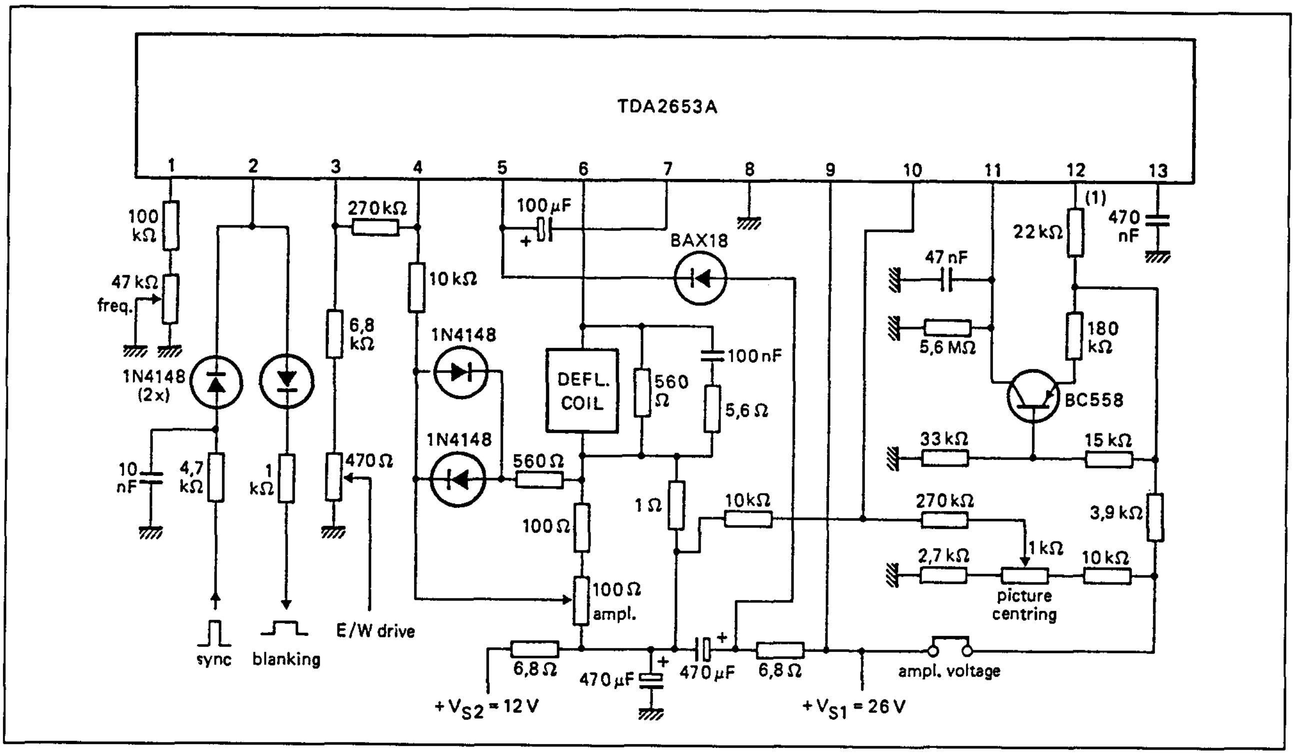
– figuur 15/6.1-66:
De TDA 2653A gebruikt in een 45AX-ontvanger.

– figuur 15/6.1-67:
In deze schakeling wordt de afbuigspoel gevoed volgens een quasi-brug systeem.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-66: Eerste voorbeeld-schakeling rond de TDA 2653A.



Figuur 15/6.1-67: Tweede voorbeeld-schakeling rond de TDA 2653A.

TDA 2654

Schakeling voor de vertikale afbuiging

De TDA 2654 bevat alle schakelingen voor de vertikale afbuiging in monochrome en KTV-ontvangers met gemiddelde beeldbuis afmetingen.
Het IC bevat de volgende blokken:
- vertikale oscillator;
- synchronisatie schakeling;
- blanking puls generator;
- zaagtandgenerator;
- S-correctie en lineariserings-schakeling;
- comparator met drivertrap;
- uitgangstrap;
- flyback-generator;
- thermische beveiliging;
- stuurbare in/uit-schakeling.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: SIL-9 (SOT110B)
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-68
- intern blokschema: figuur 15/6.1-69
- maximale voedingsspanning: 31 V
- maximale voedingsstroom: 165 mA
- piekstroom: 1,1 A max
- uitgangsspanning: 28 V max.
- blancking-puls: 14,5 V typisch
- blanking-puls duur: 1,4 ms
- flyback-tijd: 1,32 ms
- oscillator frequentie: 46 Hz typisch
- thermische drift: -0,01 Hz/°C
- inregelbereik: 18 %
- sync-ingang: 1 V min.

Functie-beschrijving
De frequentie van de vertikale oscillator wordt bepaald door een potentiometer tussen de pennen 3 en 7 en een condensator op pen 3. De oscillator moet worden gesynchroniseerd door een positieve puls tussen 1 en 12 V op pen 2.
De zaagtand wordt opgebouwd over de condensator die op pen 4 is aangesloten. De uitgang van deze trap gaat rechtstreeks naar de S-correctie. De mate van correctie kan worden ingesteld door het RC-netwerk dat op pen 5 wordt aangesloten.
De uitgangstrap stuurt zijn signaal via pen 9 naar de afbuigspoelen.

Voorbeeldschakelingen
- figuur 15/6.1-70:

Vertikale afbuiging in een KTV-ontvanger met 90° beeldbuis met de TDA 2654.
- figuur 15/6.1-71:

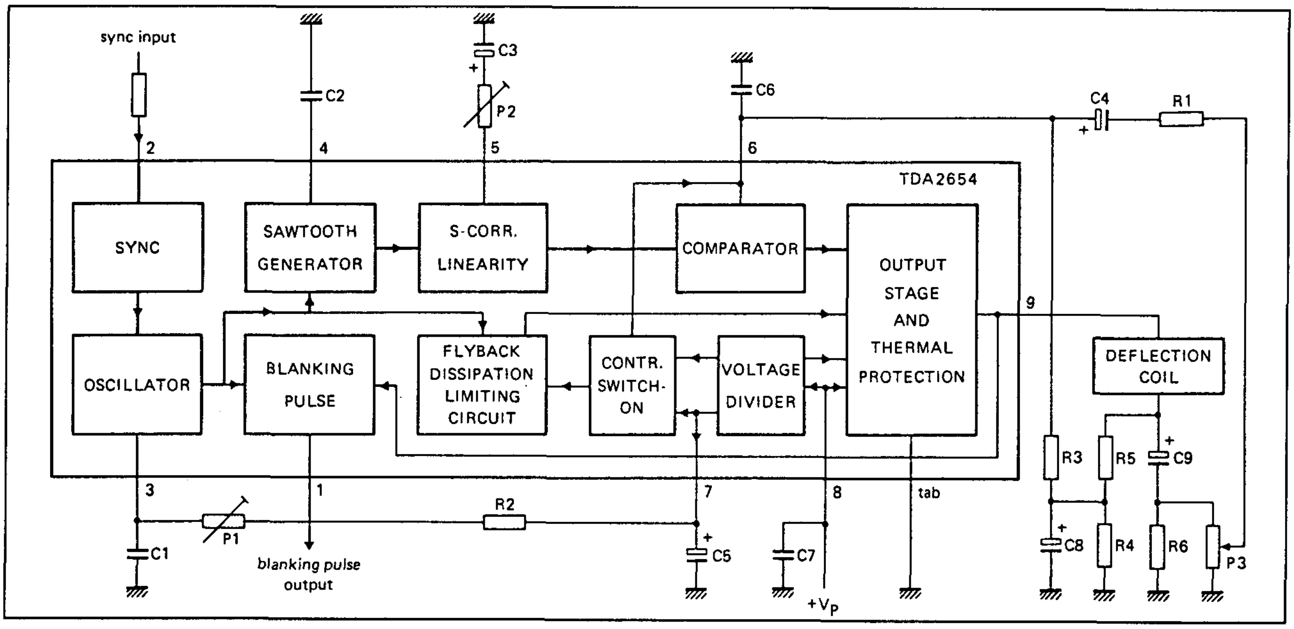
Deze schakeling kan worden gebruikt voor het realiseren van de vertikale afbuiging in zwart/wit-ontvangers met een 110° beeldbuis.

1. Blanking pulse output
2. Synchronization input
3. Oscillator timing network
4. Sawtooth generator
5. S-correction and linearity control
6. Feedback input
7. Voltage divider
8. Positive supply
9. Output

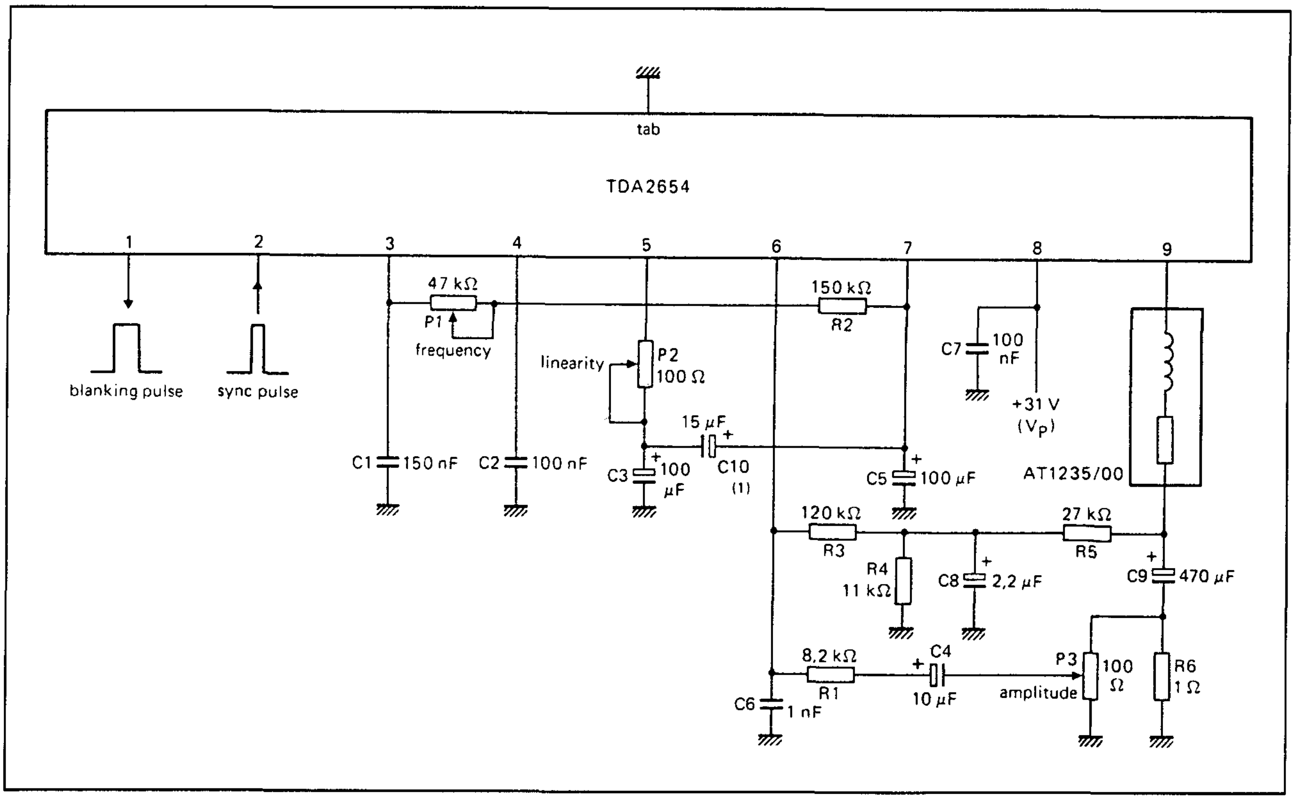
Tab. Negative supply (ground)

Figuur 15/6.1-68: Aansluitgegevens van de TDA 2654.

6.1 Type-beschrijving

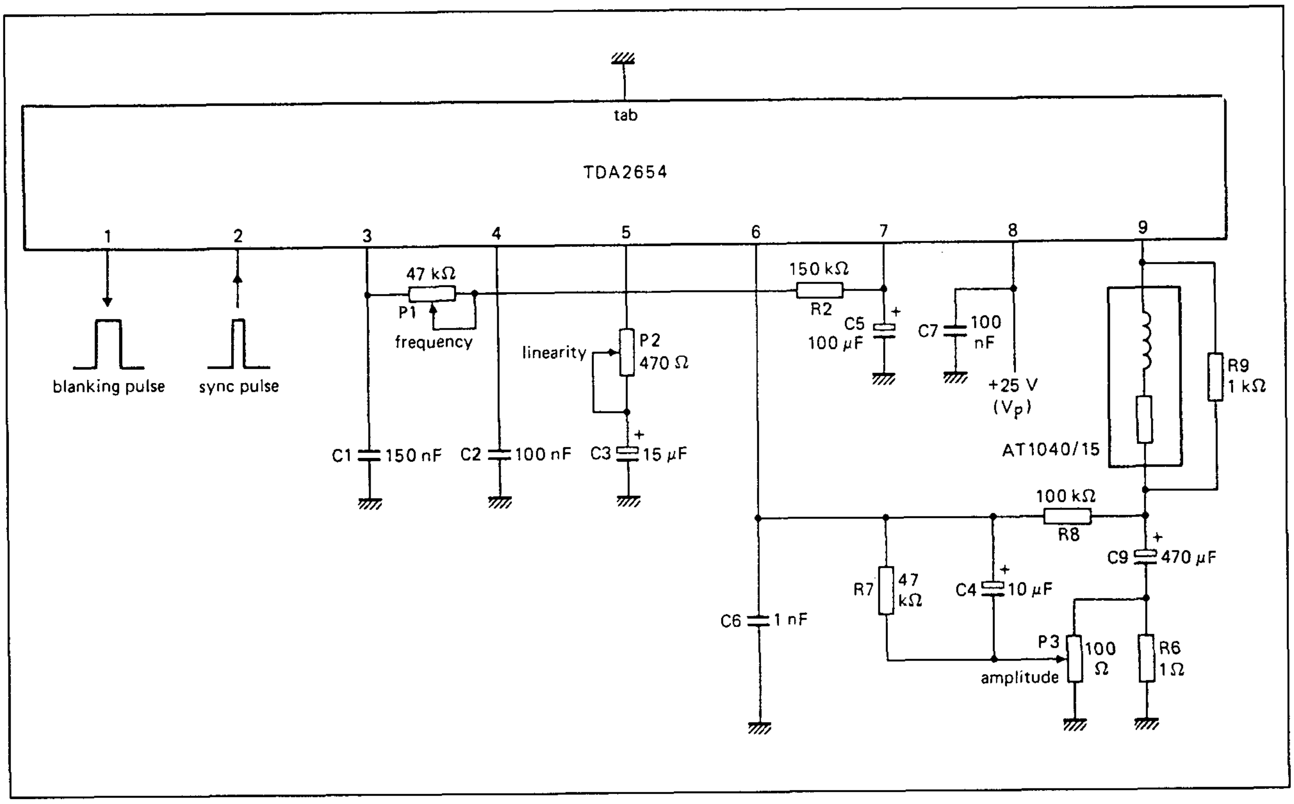


Figuur 15/6.1-69: Intern blokschema van de TDA 2654.



Figuur 15/6.1-70: Eerste voorbeeld-schakeling rond de TDA 2654.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-71: Tweede voorbeeld-schakeling rond de TDA 2654.

TDA 2655B

Schakeling voor de vertikale afbuiging

De TDA 2655B bevat alle schakelingen voor de vertikale afbuiging in KTV-ontvangers met 90° beeldbuis.

Het IC bevat de volgende blokken:
- vertikale oscillator;
- automatische schakelaar voor 50/60 Hz;
- synchronisatie schakeling;
- blanking puls generator;
- zaagtandgenerator met buffertrap;
- voorversterker;
- uitgangstrap met thermische en kortsluit-beveiliging;
- flyback-generator;
- spanningsstabilisator;
- frequentie-detector met geheugen.

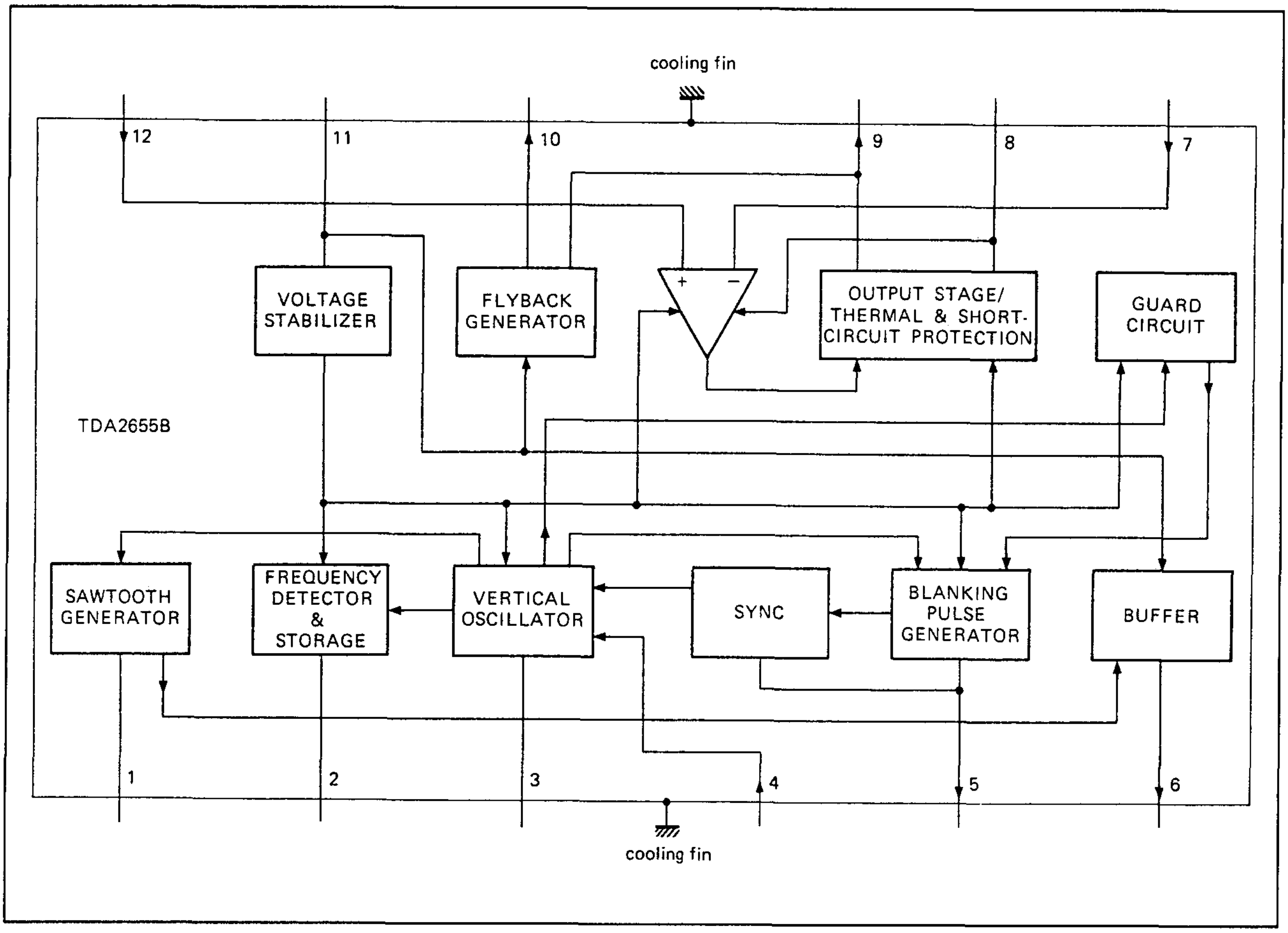
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-12 met koelvin
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-72
- intern blokschema: figuur 15/6.1-73
- maximale voedingsspanning pen 11: 40 V
- maximale voedingsspanning pen 8: 60 V
- maximale voedingsstroom: 140 mA
- piekstroom: 450 mA max.
- synchronisatie
  - sync-ingang: 1 tot 12 V
  - sync-bereik: 28 % typisch
- oscillator
  - stuurspanning: 6 tot 9 V
  - zaagtand uitgangsspanning: voeding - 2 V
  - zaagtand uitgangsstroom: 30 mA max.
- blanking
  - uitgangsspanning: 20 V typisch
  - uitgangsstroom: 5 mA
  - uitgangsimpedantie: 410 Ω
  - pulsduur: 1,4 ms
- buffertrap
  - uitgangsspanning: voeding - 1 V
  - uitgangsstroom: 4 mA max.

6.1 Type-beschrijving

1.	sawtooth capacitor	7.	feedback input
2.	frequency storage information	8.	positive supply of output stage
3.	oscillator capacitor	9.	output
4.	oscillator resistor (adjustment)	10.	flyback generator output
5.	synchronization input/blanking output	11.	positive supply (V_P)
6.	sawtooth buffer stage output	12.	preamplifier input

Figuur 15/6.1-72: Aansluitgegevens van de TDA 2655B.



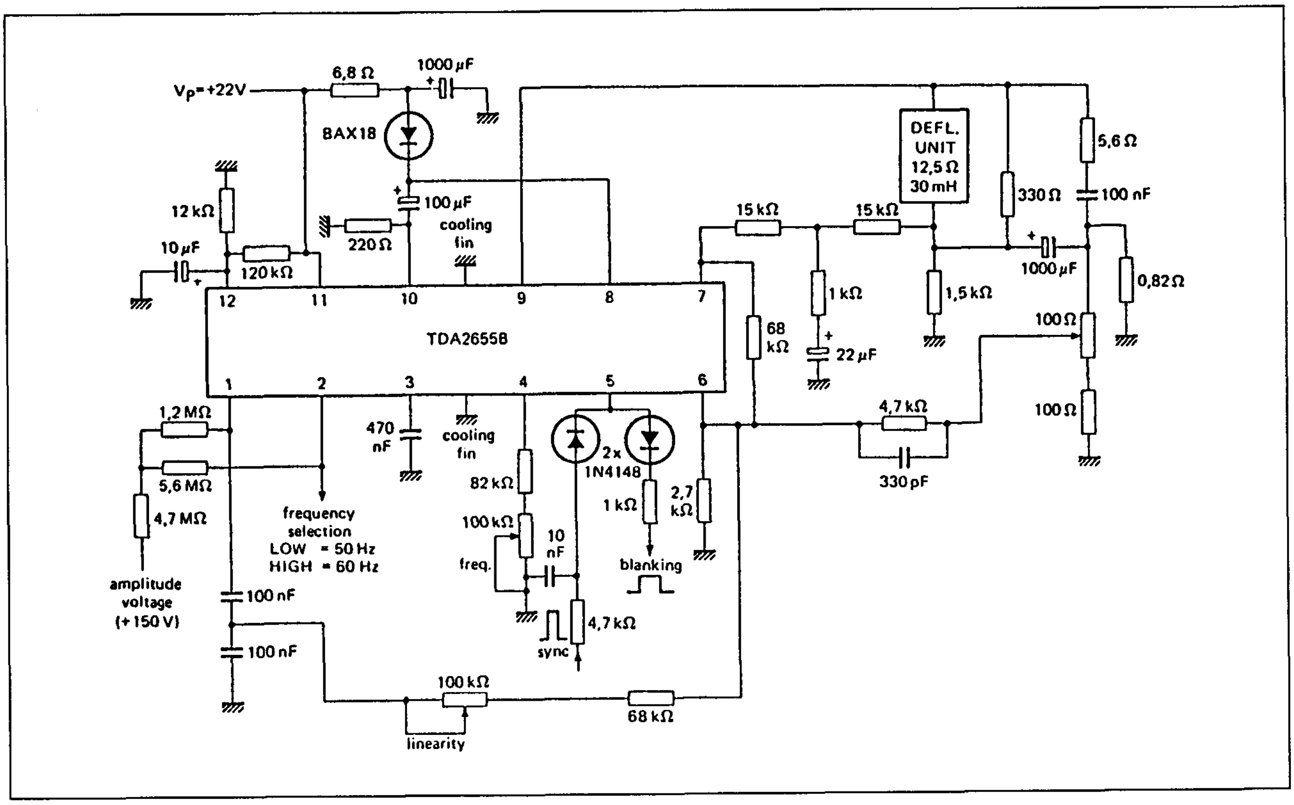
Figuur 15/6.1-73: Intern blokschema van de TDA 2655B.

Voorbeeldschakelingen

– figuur 15/6.1-74:
Een vertikale afbuigschakeling voor KTV-ontvangers met 90° beeldbuis en met een enkelvoudige voeding.

– figuur 15/6.1-75:
In deze schakeling wordt de eindtrap gevoed met een eigen, hogere voedingsspanning, afgeleid uit de flyback-oscillator.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-74: Eerste voorbeeld-schakeling rond de TDA 2655B.

TDA 2658

Schakeling voor de vertikale afbuiging

De TDA 2658 bevat alle schakelingen voor de vertikale afbuiging in KTV-ontvangers met kleine beeldbuis.

Het IC bevat de volgende blokken:

- vertikale oscillator;
- automatische schakelaar voor 50/60 Hz;
- synchronisatie schakeling;
- blanking puls generator;
- zaagtandgenerator met buffertrap;
- voorversterker;
- uitgangstrap met thermische en kortsluit-beveiliging;
- flyback-generator;
- spanningsstabilisator.

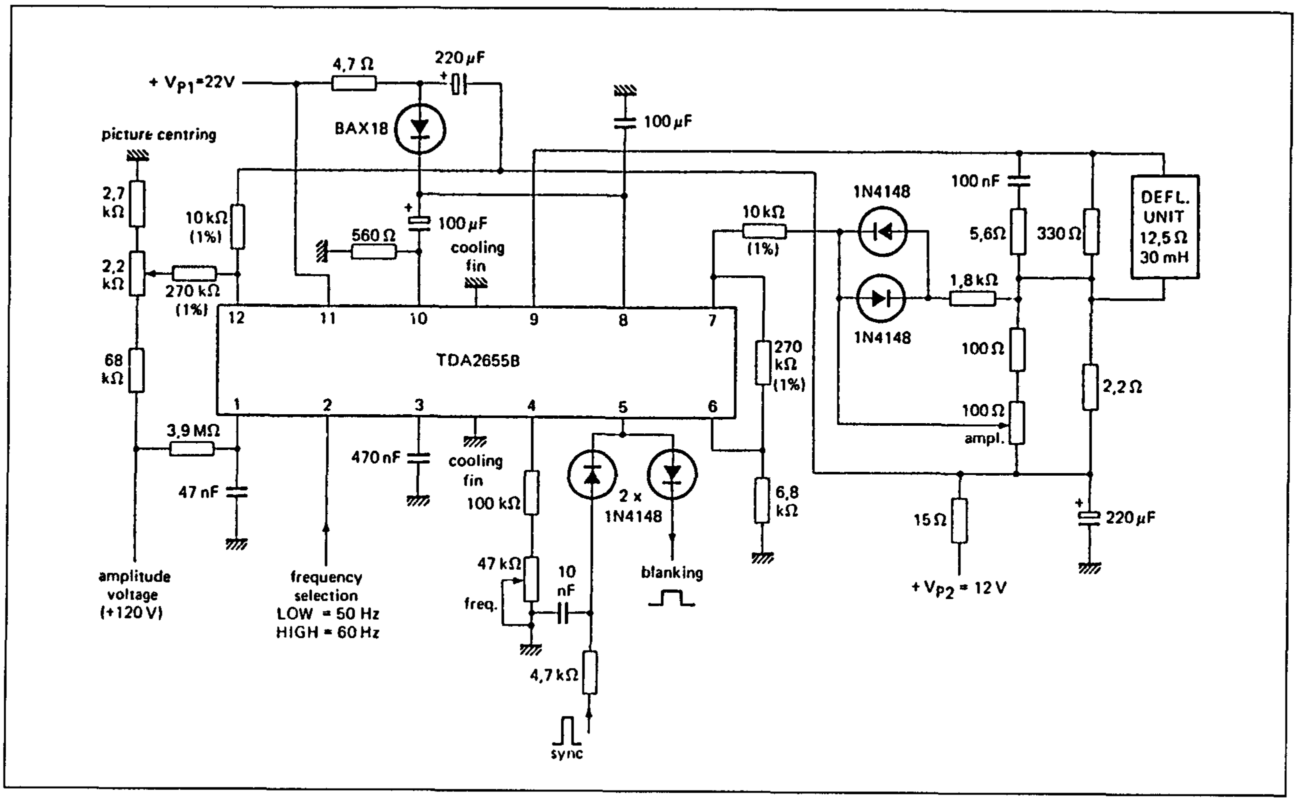
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SIL-13 (SOT141B)
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-76
- intern blokschema: figuur 15/6.1-77
- maximale voedingsspanning pen 9: 40 V
- maximale voedingsspanning pen 5: 58 V
- maximale voedingsstroom: 250 mA
- piekstroom: 1,6 A max.
- gegevens synchronisatie
  - sync-ingang: 1 tot 12 V
  - sync-bereik: 28 % typisch
- gegevens oscillator
  - stuurspanning: 6 tot 9 V
  - zaagtand uitgangsspanning: voeding - 1,5 V
  - zaagtand uitgangsstroom: 4 mA max.
- gegevens blanking
  - uitgangsspanning: 18,5 V typisch
  - uitgangsstroom: 3 mA
  - uitgangsimpedantie: 410 Ω
  - pulsduur: 1,4 ms

Functie-beschrijving

De frequentie van de vertikale oscillator wordt bepaald door een potentiometer op pen 1 en een condensator op pen 13.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-75: Tweede voorbeeld-schakeling rond de TDA 2655B.

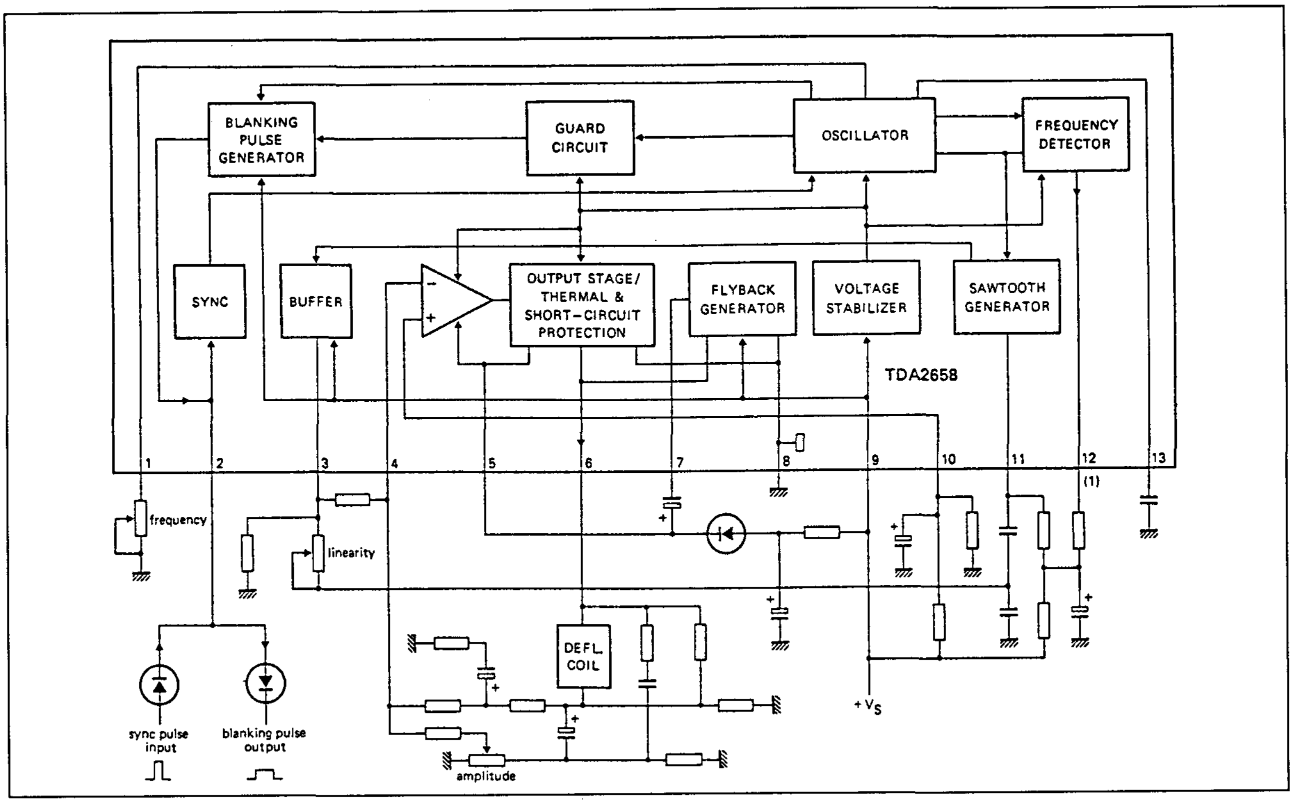
1. Oscillator adjustment
2. Synchronization input/blanking output
3. Sawtooth generator output
4. Preamplifier input
5. Positive supply of output stage
6. Output
7. Flyback generator output
8. Ground
9. Positive supply (V_S)
10. Reference voltage
11. Sawtooth capacitor
12. 50 Hz/ 60 Hz switching voltage
13. Oscillator capacitor

Figuur 15/6.1-76: Aansluitgegevens van de TDA 2658.

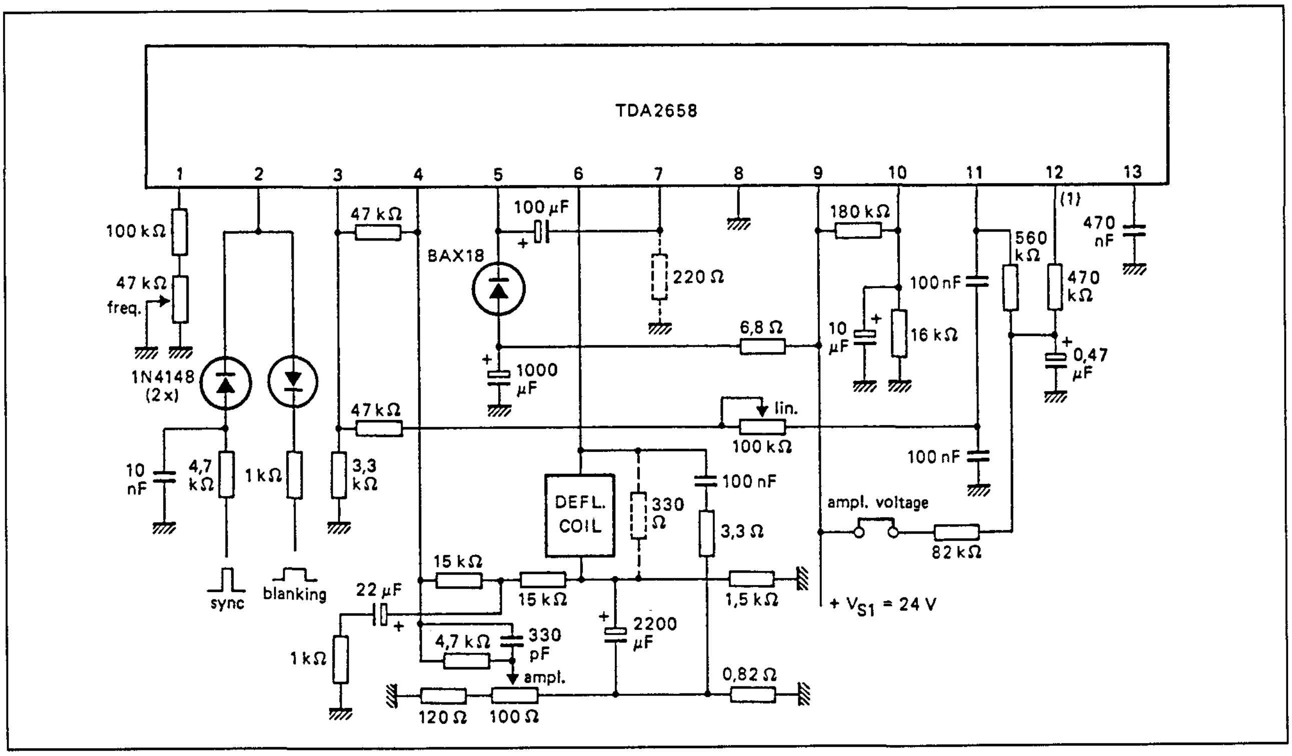
De oscillator moet worden gesynchroniseerd door een positieve puls tussen 1 en 12 V op pen 2.
De zaagtand wordt via een buffertrap uitgevoerd op pen 3. Dit signaal wordt gebruikt voor de lineariteitscontrole (pen 11) en stuurt de voorversterker (pen 4).
De uitgangstrap stuurt zijn signaal naar de afbuigspoelen via pen 6. Deze eindtrap wordt gevoed via een afzonderlijke voeding die op pen 5 aangesloten moet worden. Deze spanning kan worden geleverd door de flybackgenerator via een spanningsverdubbelend, extern aan te brengen C/D-netwerkje.
Op pen 12 staat een signaal ter beschikking dat LAAG is voor 50 Hz systemen en HOOG voor 60 Hz systemen.

Voorbeeldschakeling
– figuur 15/6.1-78:
Een vertikale afbuigschakeling voor KTV-ontvangers met de TDA 2658.

6.1 Type-beschrijving

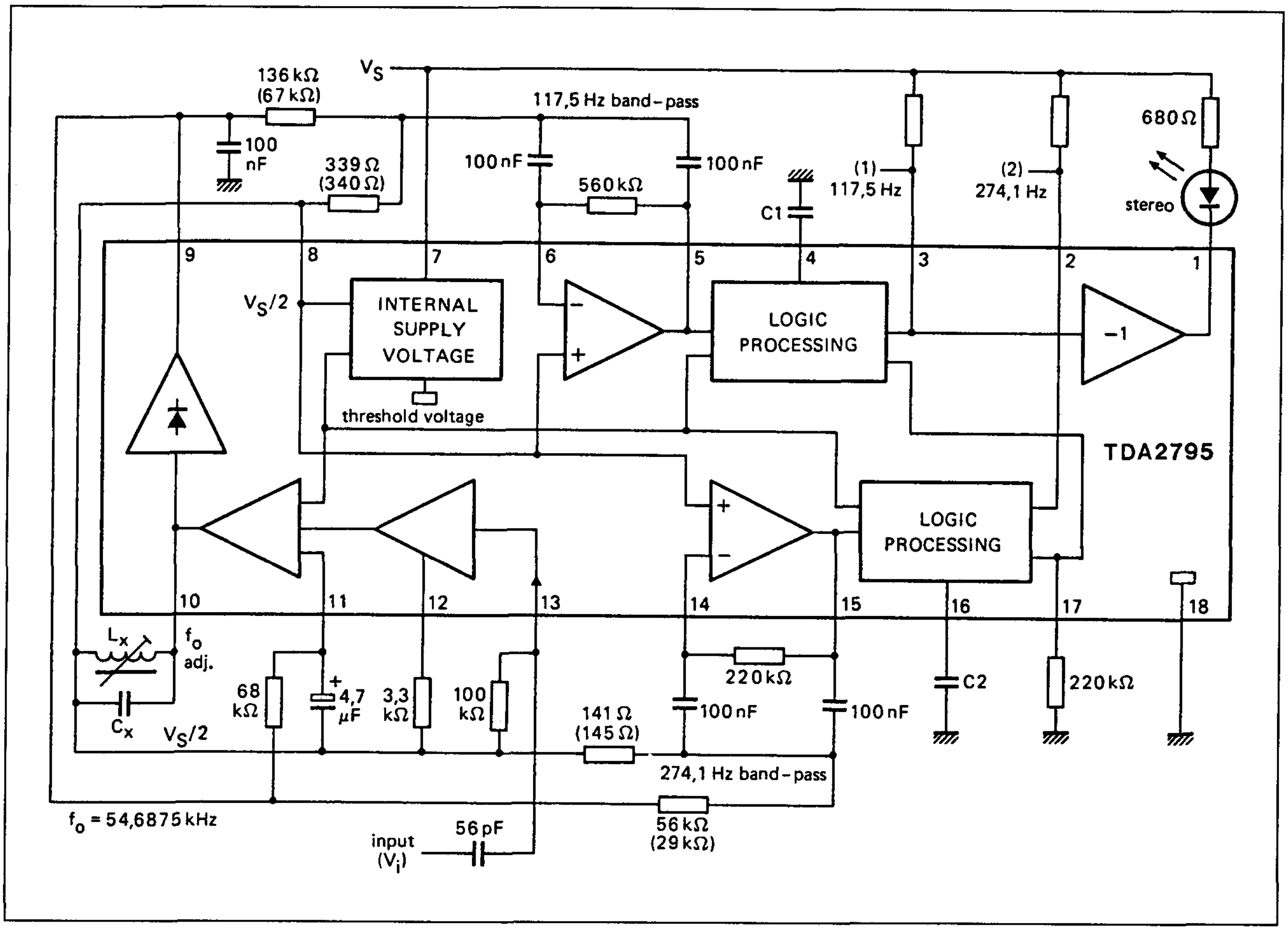


Figuur 15/6.1-77: Intern blokschema van de TDA 2658.



Figuur 15/6.1-78: Typische voorbeeld-schakeling rond de TDA 2658.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-79: Intern blokschema, aansluitgegevens en voorbeeld-schakeling van de TDA 2795.

TDA 2795

Identificatie-decoder voor stereo en dubbel geluid

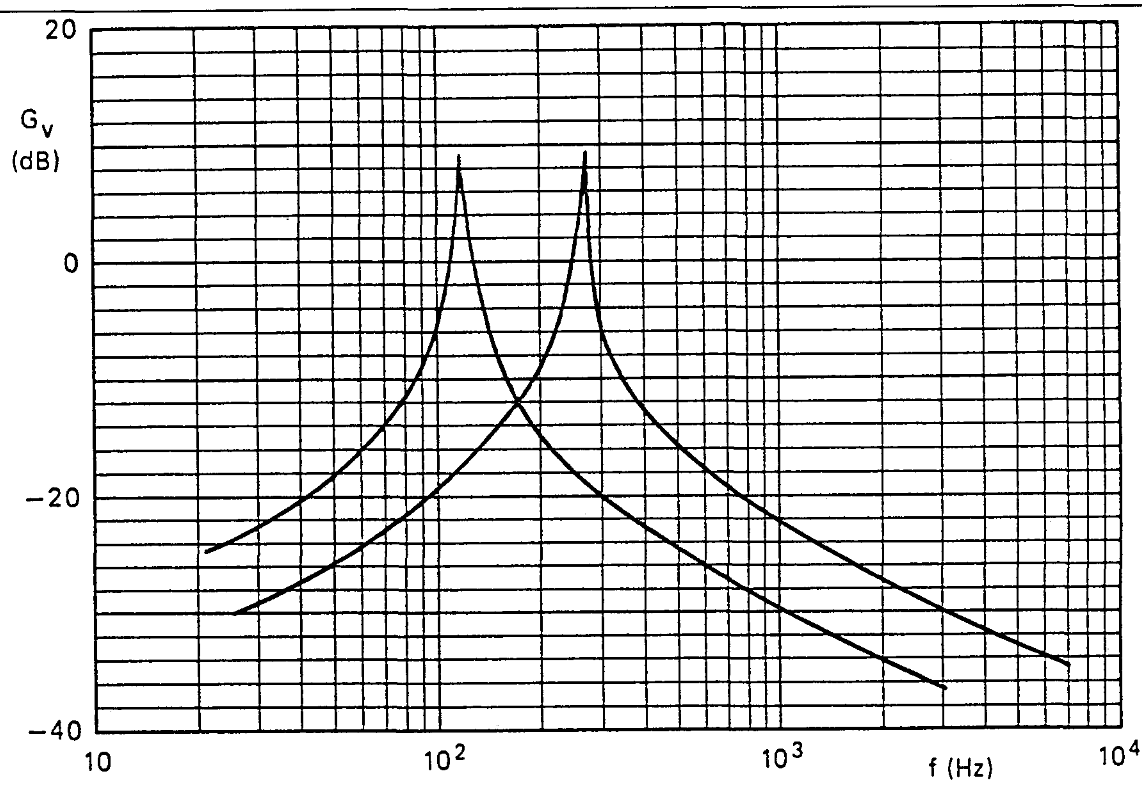
De TDA 2795 bevat twee gescheiden systemen voor de ontvangst, versterking en detectie van de twee identificatie-frequenties van 117,5 Hz (stereo) en 274,1 Hz (tweekanaals geluid).

De schakeling bevat de volgende blokken:
- piloottoon versterker met automatische amplitude-controle;
- demodulator volgens het omhullende principe;
- aktieve filters met operationele versterkers voor de scheiding van de twee identificatie-signalen;
- open collector TTL-compatibele uitgangstrappen;
- driver voor een stereo-indicator.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-79
- intern blokschema: figuur 15/6.1-79
- maximale voedingsspanning: 15 V
- maximale voedingsstroom: 12 mA
- maximale ingangsspanning: 2 V_{ttt}
- ingangsimpedantie: 500 kΩ
- spanningsversterking 42 dB
- versterkingsbereik: 40 dB
- uitgangsspanning 550 mV min.
- referentie-spanning: 5,3 V
- filter-karakteristieken: figuur 15/6.1-80
- gegevens operationele versterkers
  - biasstroom: 70 nA
  - open lus versterking: 78 dB
  - uitgangsstroom: 1,5 mA
  - uitgangsimpedantie: 2 kΩ

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-80: Doorlaatkarakteristieken van de twee banddoorlaatfilters in de TDA 2795.

- capacitieve belasting: 30 pF max.
- uitgangs-offset: 70 mV max.

SAB 3035

Computer-interface voor tuning-besturing

De SAB 3035 is een zogenoemde "CITAC"-schakeling. Het IC verzorgt de tuning van een TV via een tweedraads I^2C-bus en een microcomputer uit de MAB8400-familie. De afstemming van de tuner kan zowel met als zonder AFC worden uitgevoerd. Het IC bevat daarnaast acht DAC's, waarmee acht analoge stuursignalen voor analoge functies kunnen worden gegenereerd. Deze schakelingen hebben een resolutie van 6 bit. De schakeling bevat vier universele I/O-poorten en vier eindtrappen die een hoge stroom kunnen verwerken en beschikbaar zijn voor het instellen van de tuner-band.
De schakeling levert de onderstaande functies:

- meten van de frequentie met een resolutie van 50 kHz;
- frequentie-deling in de externe pre-scaler instelbaar op 64 of 256;
- tuning-spanning van maximaal 32 V;
- instelbare snelheid en richting bij het automatisch opzoeken van zenders;
- ingebouwde 4 MHz oscillator;
- het IC werkt als I^2C slaaf/transceiver.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-81
- intern blokschema: figuur 15/6.1-82
- maximale voedingsspanningen:
  pen 16: 18 V
  pen 17: 36 V
  pen 22: 18 V
- maximale voedingsstromen:
  pen 16: 32 mA
  pen 17: 0,6 mA
  pen 22: 0,1 mA

6.1 Type-beschrijving

- gegevens universele I/O-poorten
  - max. ingangsspanningen: 16 V
  - max. sink-stroom: 4 mA
  - max. lage uitgangsspanning: 0,4 V
- gegevens band-selectie trappen
  - max. source-stroom: 200 mA
  - max. sink-stroom: 5 mA
- gegevens DAC's
  - max. uitgangsspanning: 11,5 V
  - min. uitgangsspanning: 1 V
  - stapspanning: 350 mV
  - uitgangsimpedantie: 70 Ω
  - max. source-stroom: 6 mA
  - max. sink-stroom: 8 mA
- gegevens frequentie-ingang (pen 23)
  - max. spanning: 2 V_{ttt}
  - duty cycle: 40 tot 60 %
  - max. frequentie: 16 MHz
  - ingangscapaciteit: 5 pF
  - ingangsimpedantie: 8 kΩ

Functie-beschrijving

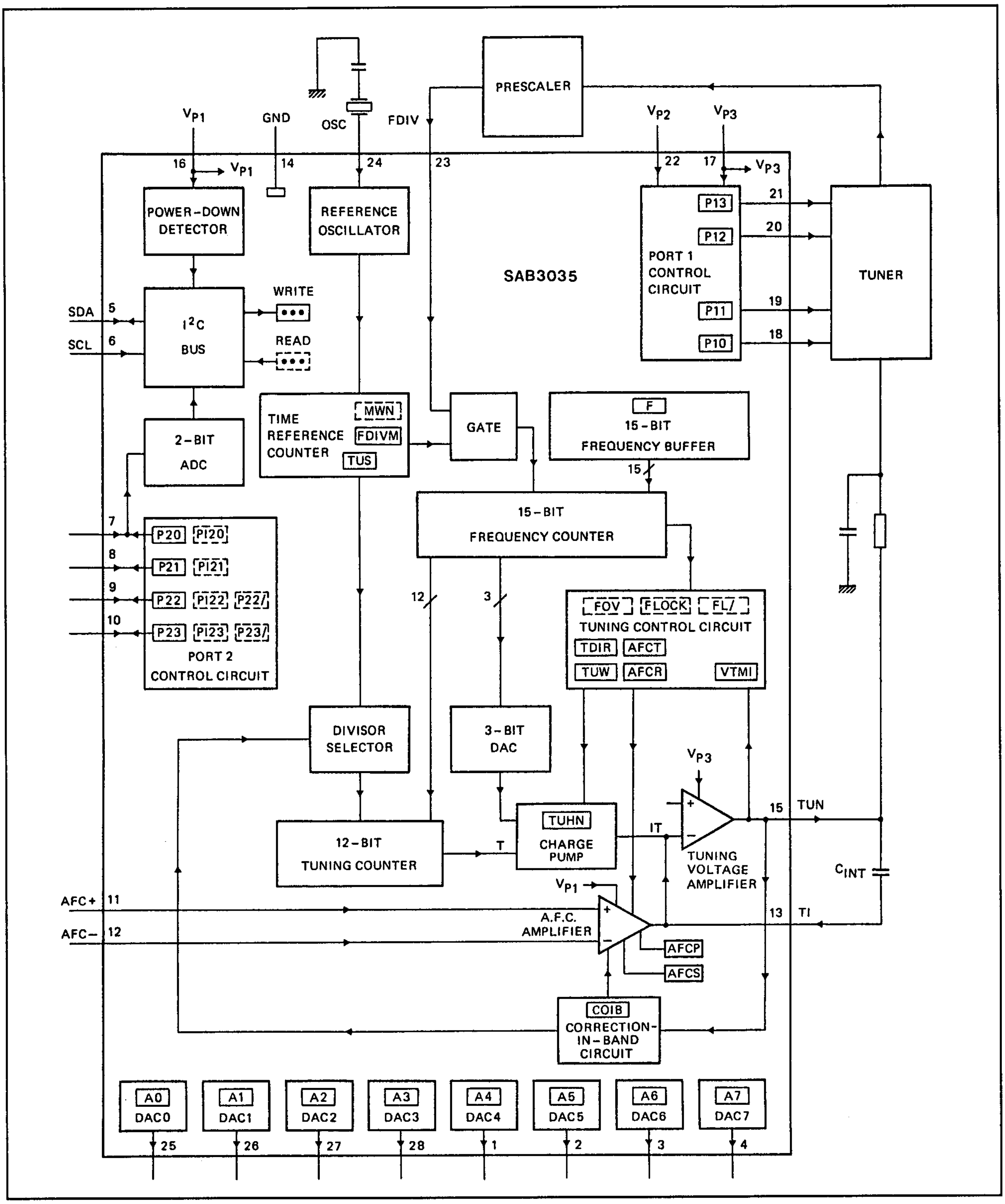
Het afstemmen van de tuner wordt uitgevoerd via een frequency locked loop (FLL). De digitale gegevens over de tunerfrequentie worden opgeslagen in een 15 bit brede buffer. De actuele tunerfrequentie wordt eerst door 64 of 256 gedeeld door middel van een externe pre-scaler en dan via een poort aangeboden aan een 15 bit brede frequentieteller. De ingang van deze teller wordt na een bepaalde tijd vergeleken met de data in de 15 bit brede buffer. Het resultaat van deze vergelijking wordt gebruikt voor het regelen van de grootte van de afstemspanning voor de tuner. De generatie van de tuningspanning wordt uitgevoerd via een zogenoemd "charge pump frequency locked loop systeem". De uitgangstrap van de tuningspanning (pen 15) is geschakeld als integrator en zet de lading IT die aan de ingang wordt aangeboden om in een spanning. De grootte van de lading IT is typisch 250 μA .μs per 50 kHz. De grootte van de lading wordt bepaald door de gezamenlijke werking van een 3 bit brede DAC en een 12 bit brede DAC. De vier tuning-selectie poorten P10 tot en met P13 kunnen 50 mA opnemen vanuit de pennen van het IC en staan dan maximaal op een spanning van 600 mV. Deze trappen worden gevoed vanuit pen 22.

De universele I/O-poorten P22 en P23 kunnen positieve en negatieve overgangen in hun ingangssignalen detecteren. De poort P20 wordt gebruikt voor het adresseren van het IC. Op de ingang van deze poort wordt dan een gelijkspanning aangesloten, die door middel van een twee bit brede ADC in een digitale code wordt omgezet.

Pin	Naam	Functie
1	DAC4	outputs of static DACs
2	DAC5	
3	DAC6	
4	DAC7	
5	SDA	serial data line } I²C bus
6	SCL	serial clock line } I²C bus
7	P20	general purpose input/output ports
8	P21	
9	P22	
10	P23	
11	AFC+	a.f.c. inputs
12	AFC−	
13	TI	tuning voltage amplifier inverting input
14	GND	ground
15	TUN	tuning voltage amplifier output
16	V_{P1}	+12 V supply voltage
17	V_{P3}	+32 V supply for tuning voltage amplifier
18	P10	High-current band-selection output ports
19	P11	
20	P12	
21	P13	
22	V_{P2}	positive supply for high-current band-selection output circuits
23	FDIV	input from prescaler
24	OSC	crystal oscillator input
25	DAC0	outputs of static DACs
26	DAC1	
27	DAC2	
28	DAC3	

Figuur 15/6.1-81: Aansluitgegevens van de SAB 3035.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-82: Intern blokschema en standaard externe bedrading van de SAB 3035.

6.1 Type-beschrijving

	MODULE ADDRESS									INSTRUCTION BYTE									DATA/CONTROL BYTE									
S	1	1	0	0	0	MA 1	MA 0	0	A	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	A	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	A	P
	msb							R/$\overline{W}$		msb									msb									

Figuur 15/6.1-83: Het algemene I^2C-formaat voor het schrijven van gegevens naar de SAB 3035.

	INSTRUCTION BYTE								DATA/CONTROL BYTE							
	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
freq.	1	F14	F13	F12	F11	F10	F9	F8	F7	F6	F5	F4	F3	F2	F1	F0
TCD0	0	0	1	0	1	0	0	1	AFCT	VTMI0	AFCR1	AFCR0	TUHN1	TUHN0	TUW1	TUW0
TCD1	0	0	1	0	1	0	1	0	VTMI1	COIB1	COIB0	AFCS1	AFCS0	TUS2	TUS1	TUS0
TCD2	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	AFCP	FDIVM	TDIRD	TDIRU

Figuur 15/6.1-84: Het algemeen formaat voor het afstemmen van de SAB 3035 op een zender.

Deze code wordt vergeleken met de chip-selectie signalen in de I^2C-informatie.
Als de voedingsspanning op pen 16 lager wordt dan 8,5 V gaat de CITAC in de "power down"-modus. Alle registers worden dan gereset.

De volledige schakeling wordt bestuurd via een drie byte lang woord, waarvan de samenstelling is getekend in figuur 15/6.1-83.
De MA1 en MA2 bits adresseren de schakeling aan de hand van de analoge spanning die op de ingang van poort P20 aanwezig is. De schakeling voelt zich als volgt aangesproken:

- P20 op massa:
  aangesproken als MA1 = 0 en MA0 = 1;
- P20 op 1/2 voeding:
  aangesproken als MA1 = 1 en MA0 = 0;
- P20 op voeding:
  aangesproken als MA1 = 1 en MA0 = 1;
- steeds aangesproken:
  als MA1 = 0 en MA0 = 0.

De acknowledge-bits A worden alleen door de CITAC verzonden als een geldig adres wordt ontvangen en de schakeling niet in de reset-mode staat.

Besturing van de afstemming

In figuur 15/6.1-84 is de samenstelling van de instructie- en controle/data-bytes getekend die noodzakelijk zijn voor het bedienen van de afstemfuncties van de SAB 3035.
In het kort wordt de functie van ieder bit besproken.

- Instellen frequentie:
  De frequentie wordt ingelezen als bit I7 van het instructie-byte H is. De zeven overige bits van deze byte plus de acht bits van het data-byte worden ingelezen in de buffer en bepalen de afstemfrequentie.
  De decimale vertaling van de digitale code moet met 50 kHz vermenigvuldigd worden om de frequentie te verkrijgen.
- Tuner current control:
  De bits TUHN1 en TUHN0 bepalen de grootte van de lading IT die vanuit de charge pump per 50 kHz frequentie-deviatie naar de integrator vloeit. De waar-

de van deze ladingspuls varieert van 1 μA.μs (code 0-0) tot 250 μA.μs (code 1-1).

- Tuner gevoeligheid:
  De drie bits TUS0 tot en met TUS2 bepalen de minimale waarde van de ladingspuls IT. Deze waarde varieert in zeven stappen van 0,25 mA.μs (code 0-0-0) tot 16 mA.μs (code 0-1-1). De code 1-1-1 wordt dus niet toegepast!
- Correctie-factor:
  Via de bits COIB0 en COIB1 kan een correctie-factor worden gedefinieerd, die de niet-lineaire karakteristieken van de spanning naar frequentie omzetting van de gebruikte tuner corrigeert. Deze factor kan in vier stappen ingesteld worden van code 0-0 tot code 1-1.
- Tuning window:
  Met de bits TUW0 en TUW1 kan een zogenoemd “tuning window” ingesteld worden. Dit venster bepaalt de maximale afwijking die mag optreden tussen de oscillator frequentie van de tuner en de ingeprogrammeerde frequentie. Dit venster is in te stellen tussen 0 kHz (code 0-0) en 300 kHz (code 0-1). De code 1-1 wordt ook nu niet gebruikt!
- AFC:
  Met de twee bits AFCR0 en AFCR1 kan men het vangbereik van de automatische frequentiecontrole instellen. Ook hier zijn drie instellingen mogelijk, namelijk van 0 kHz (code 0-0) tot 1500 kHz (code 0-1). De vierde code 1-1 wordt niet toegepast.
- Transconductance:
  De transconductance of geleidbaarheid van de AFC-versterker kan met de bits AFCS0 en AFCS1 worden ingesteld op vier waarden tussen 0,25 μA/V (code 0-0) tot 100 μA/V (code 1-1).
- AFC-polariteit:
  Het bit AFCP bepaalt de manier waarop de AFC-schakeling reageert op een positief AFC-signaal. Is dit bit 1, dan zal de tunerspanning stijgen. Is het bit 0, dan zal de tunerspanning dalen.
- Frequency measuring window:
  Het bit FDIVM bepaalt de tijdsduur van de frequentiemeting. Deze waarde is echter ook afhankelijk van de deelfactor van de externe pre-scaler. Als FDIVM 0 is en de pre-scaler door 256 deelt, dan is de tijdsduur van de meting gelijk aan 5,12 ms. Is het bit 1 en de deelfactor van de pre-scaler 64, dan is de tijdsduur van de meting gelijk aan 1,28 ms.

Het programmeren van de poorten
Het algemene formaat voor het programmeren van de poorten is getekend in figuur 15/6.1-85.

De instructie-byte bevat ofwel de POB-bits (Port Output Data) ofwel de DACX-bits (Digital to Analog Converter Control). De databits hebben de onderstaande betekenis:

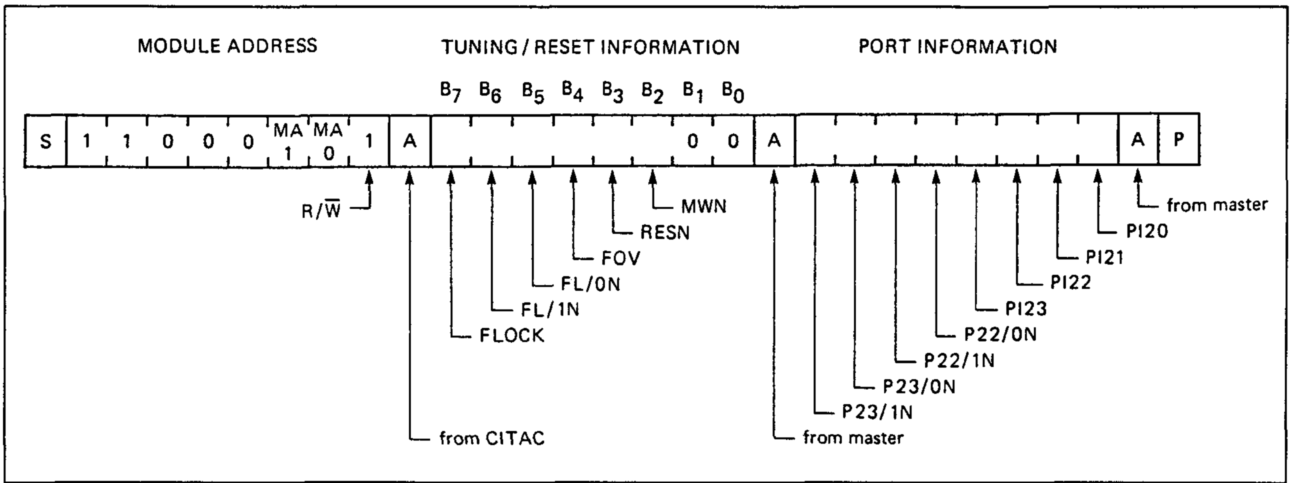
- P10, P11, P12, P13:
  De “Band Select Outputs”. Als een van de POD-bits D0 tot en met D3 1 wordt en een van de P1x-bits wordt ook 1, dan gaat de relevante uitgang naar een hoog niveau.
- P20, P21, P22, P23:
  Besturen de open-collector I/O-poorten. Als een 0 wordt geprogrammeerd in een van de POB-bits D4 tot en met D7 en een P2x-bit wordt ook 1, dan gaat de relevante uitgang naar massa.
- DACX:
  Een van de acht DAC's wordt geselecteerd door de code in de bits X0, X1 en X2. De analoge uitgangsspanning van de geselecteerde DAC wordt bepaald door de code in de bits AX0 tot en met AX5. De laagste analoge uitgangsspanning komt overeen met alle bits 0.

Het lezen van informatie uit de SAB 3035
De SAB 3035 kan uitgelezen worden als het R/$\overline{W}$-bit uit het “module address” (zie figuur 15/6.1-83) 1 wordt.
De master van het I^{2}C-systeem moet na ieder data-byte een “acknowledge”-bit versturen.
De CITAC stopt het terug zenden van gegevens als dit bit niet wordt ontvangen.

6.1 Type-beschrijving

	INSTRUCTION BYTE								DATA/CONTROL BYTE							
	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
POD	0	0	1	0	1	0	0	0	P23	P22	P21	P20	P13	P12	P11	P10
DACX	0	0	1	0	0	X2	X1	X0	0	0	AX5	AX4	AX3	AX2	AX1	AX0

Figuur 15/6.1-85: Het programmeren van de poorten van de SAB 3035.



Figuur 15/6.1-86: Het formaat van de informatie-bytes die de SAB 3035 retour zendt.

De betekenis van de databits is als volgt:

- FLOCK:
  Wordt 1 als de frequentie van de tuner binnen het geprogrammeerde “tuning window” ligt.
- FL/1N:
  Wordt 0 als FLOCK van 0 naar 1 gaat en wordt 1 als de afstem-informatie is uitgelezen.
- FL/0N:
  Geïnverteerde werking van FL/1N.
- FOV:
  Wordt 1 als de frequentie van de tuner hoger is dan de geprogrammeerde frequentie.
  Gaat naar 0 als de tuner-frequentie lager is dan de geprogrammeerde frequentie.
- RESN:
  Wordt 0 na een reset en wordt 1 nadat de tuning-gegevens zijn uitgelezen.
- MWN:
  Wordt gedurende de 1,28 ms dat de resultaten van de frequentiemeting worden geëvalueerd op 1 gezet.
- P22/1N:
  Wordt 0 als op de ingang van poort 22 een laag-naar-hoog overgang wordt gedetecteerd. Wordt 1 nadat de poort-informatie is uitgelezen.
- P23/1N:
  Wordt 0 als op de ingang van poort 23 een laag-naar-hoog overgang wordt gedetecteerd. Wordt 1 nadat de poort-informatie is uitgelezen.
- P22/0N:
  Geïnverteerde werking ten opzichte van P22/1N.
- P23/0N:
  Geïnverteerde werking ten opzichte van P23/1N.

6.1 Type-beschrijving

- PI20:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P20 een hoog niveau wordt gedetecteerd.
- PI21:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P21 een hoog niveau wordt gedetecteerd.
- PI22:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P22 een hoog niveau wordt gedetecteerd.
- PI23:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P23 een hoog niveau wordt gedetecteerd.

SAB 3036

Computer-interface voor tuning-besturing

De SAB 3036 verzorgt de tuning van een digitaal gecontroleerde TV via een tweedraads I²C-bus en een microcomputer uit de MAB8400-familie. Het IC bevat vier universele I/O-poorten en vier eindtrappem die een hoge stroom kunnen verwerken en beschikbaar zijn voor het selecteren van de tunerband.
De schakeling levert de onderstaande functies:
- meten van de frequentie met een resolutie van 50 kHz;
- frequentie-deling in de op het IC aan te sluiten pre-scaler instelbaar op 64 of 256;
- tuning-spanning van maximaal 32 V;
- instelbare snelheid en richting automatisch opzoeken van zenders;
- ingebouwde 4 MHz oscillator;
- tuning met of zonder AFC;
- het IC werkt als I²C slaaf/transceiver.

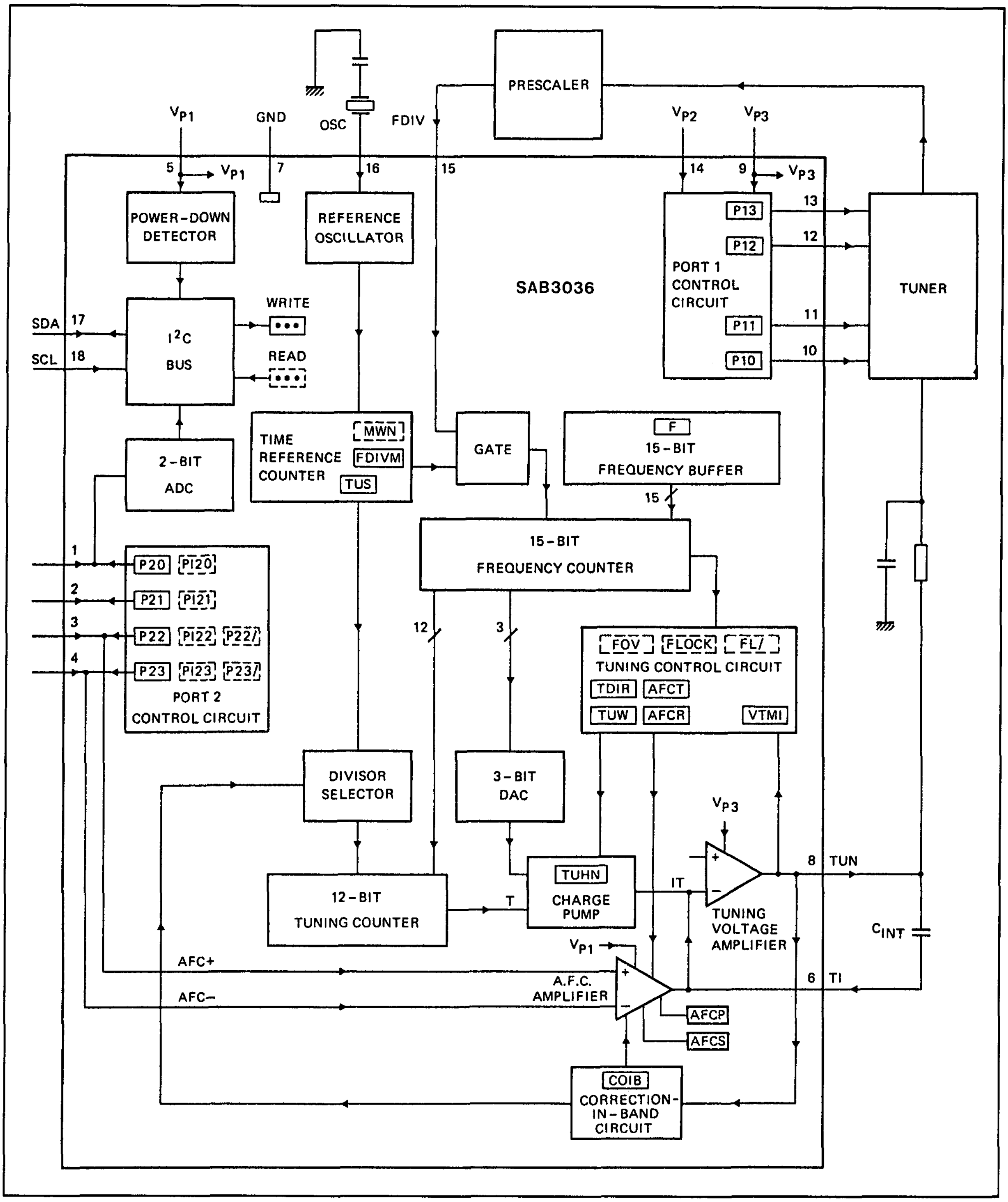
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-87
- intern blokschema: figuur 15/6.1-88
- maximale voedingsspanningen:
  pen 5: 18 V
  pen 9: 36 V
  pen 14: 18 V
- maximale voedingsstromen:
  pen 5: 23 mA
  pen 9: 0,6 mA
  pen 14: 0,1 mA
- gegevens universele I/O-poorten
  - max. ingangsspanningen: 16 V
  - max. sink-stroom: 4 mA
  - max. lage uitgangsspanning: 0,4 V
- gegevens band-selectie trappen
  - max. source-stroom: 200 mA
  - max. sink-stroom: 5 mA
- gegevens frequentie-ingang (pen 15)
  - max. spanning: 2 V_{ttt}
  - duty cycle: 40 tot 60 %
  - max. frequentie: 16 MHz
  - ingangscapaciteit: 5 pF
  - ingangsimpedantie: 8 kΩ

Pin	Symbol	Description
1	P20	general purpose input/output ports
2	P21	
3	P22/AFC+	general purpose input/output ports and a.f.c. inputs
4	P23/AFC–	
5	V_{P1}	+ 12 V supply voltage
6	TI	tuning voltage amplifier inverting input
7	GND	ground
8	TUN	tuning voltage amplifier output
9	V_{P3}	+ 32 V supply for tuning voltage amplifier
10	P10	high-current band-selection output ports
11	P11	
12	P12	
13	P13	
14	V_{P2}	positive supply for high-current band-selection output circuits
15	FDIV	input from prescaler
16	OSC	crystal oscillator input
17	SDA	serial data line (I²C bus)
18	SCL	serial clock line (I²C bus)

Figuur 15/6.1-87: Aansluitgegevens van de SAB 3036.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-88: Intern blokschema en voorbeeld-schema van de SAB 3036.

6.1 Type-beschrijving

MODULE ADDRESS										INSTRUCTION BYTE									DATA/CONTROL BYTE									
S	1	1	0	0	0	MA 1	MA 0	0	A	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	A	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	A	P
	msb							R/$\overline{W}$		msb									msb									

Figuur 15/6.1-89: Het algemene formaat voor het schrijven van gegevens naar de SAB 3036.

	INSTRUCTION BYTE								DATA/CONTROL BYTE							
	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
freq.	1	F14	F13	F12	F11	F10	F9	F8	F7	F6	F5	F4	F3	F2	F1	F0
TCD0	0	0	1	0	1	0	0	1	AFCT	VTMI0	AFCR1	AFCR0	TUHN1	TUHN0	TUW1	TUW0
TCD1	0	0	1	0	1	0	1	0	VTMI1	COIB1	COIB0	AFCS1	AFCS0	TUS2	TUS1	TUS0
TCD2	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	AFCP	FDIVM	TDIRD	TDIRU

Figuur 15/6.1-90: Het formaat voor het afstemmen van de SAB 3036 op een zender.

Functie-beschrijving

Het afstemmen van de tuner wordt uitgevoerd via een frequency locked loop systeem (FLL). Dit werkt als volgt. De gewenste tunerfrequentie wordt onder de vorm van een 15 bit brede digitale code ingeprogrammeerd en opgeslagen in een 15 bit brede buffer. De frequentie van de tuner wordt eerst door 64 of 256 gedeeld door middel van een externe pre-scaler en dan via een poort aangeboden aan een 15 bit brede frequentieteller. De ingang van deze teller wordt na een bepaalde tijd vergeleken met de data in de 15 bit brede buffer. Het resultaat van deze vergelijking wordt gebruikt voor het regelen van de grootte van de afstemspanning voor de tuner.

De tuningspanning ontstaat via een zogenoemd "charge pump frequency locked loop system". De uitgangstrap die de tuningspanning genereert (pen 8) is geschakeld als integrator en zet de lading IT die aan de ingang wordt aangeboden om in een spanning. De grootte van de lading IT is typisch 250 μA.μs per 50 kHz maar kan volledig geprogrammeerd worden. De grootte van de lading wordt bepaald door twee DAC's met een breedte van respectievelijk 3 en 12 bit. De vier tuning-selectie poorten P10 tot en met P13 kunnen 50 mA opnemen vanuit de pennen van het IC en staan dan maximaal op 600 mV. Deze trappen hebben een afzonderlijke voeding vanuit pen 14.

De universele I/O-poorten P22 en P23 kunnen positieve en negatieve overgangen in hun ingangssignalen detecteren. De ingangen van deze poorten zijn ook verbonden met de AFC+ en AFC- signalen, die de werking van de automatische frequentie controle beïnvloeden. Als de twee poorten worden gebruikt om digitale gegevens in of uit te lezen, dan moet de interne AFC worden uitgeschakeld. De poort P20 wordt gebruikt voor het adresseren van het IC.

Als de voedingsspanning op pen 5 lager wordt dan 8,5 V gaat de SAB 3036 in de "power down"-modus. Alle registers worden dan gereset.

De volledige schakeling wordt bestuurd via een drie byte lang woord, waarvan de samenstelling is getekend in figuur 15/6.1-89.

6.1 Type-beschrijving

De MA1 en MA2 bits adresseren de schakeling aan de hand van de analoge spanning die op de ingang van poort P20 aanwezig is. De schakeling reageert op onderstaande codes als de spanning op P20 gelijk is aan:
- massa:
  aangesproken als MA1 = 0 en MA0 = 1;
- 1/2 voeding:
  aangesproken als MA1 = 1 en MA0 = 0;
- voeding:
  aangesproken als MA1 = 1 en MA0 = 1;
- steeds aangesproken:
  als MA1 = 0 en MA0 = 0.

De acknowledge-bits A worden alleen door de SAB 3036 verzonden als een geldig adres wordt ontvangen en de schakeling niet in de reset-mode staat.

Besturing van de afstemming
In figuur 15/6.1-90 is de samenstelling van de instructie- en controle/data-bytes getekend die noodzakelijk zijn voor het bedienen van de afstemfuncties van de SAB 3036.
In het kort wordt nu de functie van ieder bit besproken.
- Instellen frequentie:
  De frequentie wordt ingelezen als bit I7 van het instructie-byte H is. De zeven overige bits van deze byte plus de acht bits van het data-byte worden ingelezen in de buffer en bepalen de afstemfrequentie. De decimale vertaling van de digitale code moet met 50 vermenigvuldigd worden om de frequentie in kHz te verkrijgen.
- Tuner current control:
  De bits TUHN1 en TUHN0 bepalen de grootte van de lading IT die vanuit de charge pump per 50 kHz frequentiedeviatie naar de integrator vloeit. De waarde van deze ladingspuls varieert van 1 µA.µs (code 0-0) tot 250 µA.µs (code 1-1).
- Tuner gevoeligheid:
  De drie bits TUS0 tot en met TUS2 bepalen de minimale waarde van de ladingspuls IT.
  Deze waarde varieert in zeven stappen van 0,25 mA.µs (code 0-0-0) tot 16 mA.µs (code 0-1-1). De code 1-1-1 wordt dus niet toegepast!
- Correctie-factor:
  Via de bits COIB0 en COIB1 kan een correctie-factor worden gedefinieerd, die de niet-lineaire karakteristieken van de spanning naar frequentie omzetting van de gebruikte tuner corrigeert. Deze factor kan in vier stappen ingesteld worden van code 0-0 tot code 1-1.
- Tuning window:
  Met de bits TUW0 en TUW1 kan een zogenoemd "tuning window" ingesteld worden. Dit venster bepaalt de maximale afwijking die tussen de oscillator frequentie van de tuner en de ingeprogrammeerde frequentie mag optreden. Dit venster is in te stellen tussen 0 kHz (code 0-0) en 300 kHz (code 0-1). De code 1-1 wordt ook nu niet gebruikt!
- AFC:
  Met de twee bits AFCR0 en AFCR1 kan men het vangbereik van de automatische frequentiecontrole instellen.
  Ook hier zijn drie instellingen mogelijk, namelijk van 0 kHz (code 0-0) tot 1500 kHz (code 0-1). De vierde code 1-1 wordt niet toegepast.
- Transconductance:
  De transconductance of geleidbaarheid van de AFC-versterker kan met de bits AFCS0 en AFCS1 worden ingesteld op vier waarden tussen 0,25 µA/V (code 0-0) tot 100 µA/V (code 1-1).
- AFC-polariteit:
  Het bit AFCP bepaalt de manier waarop de AFC-schakeling reageert op een positief AFC-signaal. Is dit bit 1, dan zal de tunerspanning stijgen. Is het bit 0, dan zal de tunerspanning dalen.
- Frequency measuring window:
  Het bit FDIVM bepaalt de tijdsduur van de frequentiemeting.
  Deze waarde is echter ook afhankelijk van de deel-factor van de externe pre-scaler. Als FDIVM 0 is en de pre-scaler door 256 deelt, dan is de tijdsduur van de meting gelijk aan 5,12 ms. Is het bit 1 en de

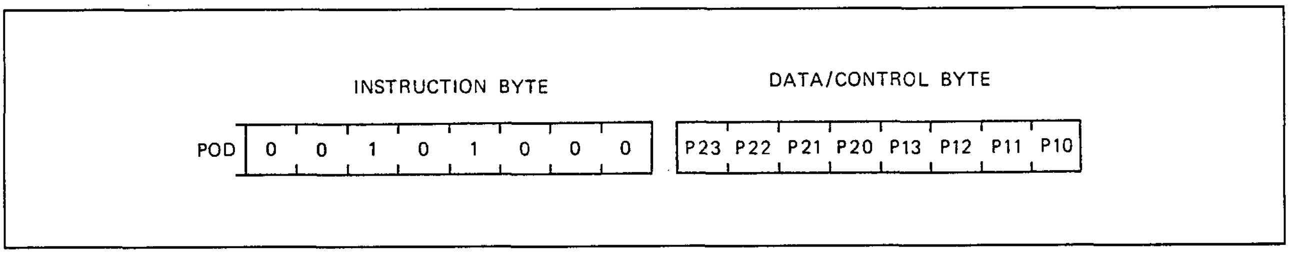
deelfactor van de pre-scaler 64, dan is de tijdsduur van de meting gelijk aan 1,28 ms.

Het programmeren van de poorten
Het algemene formaat voor het programmeren van de poorten is getekend in figuur 15/6.1-91.

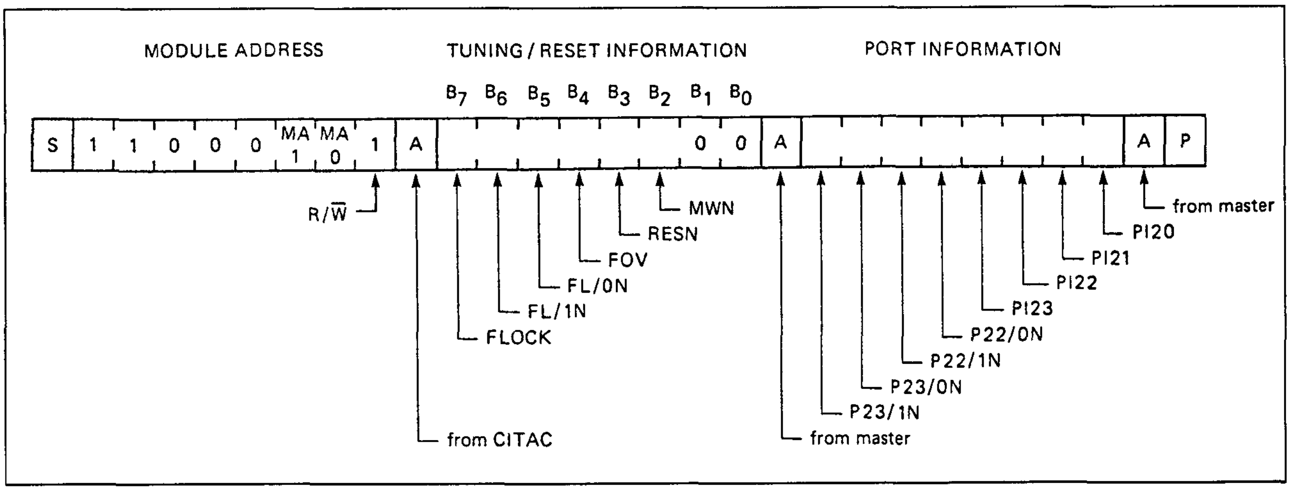
De instructie-byte bevat in dit geval de POB-bits (Port Output Data) 0-0-1-0-1-0-0-0. De data-bits hebben de onderstaande betekenis:

- P10, P11, P12, P13:
  De "Band Select Outputs". Als een van de POD-bits D0 tot en met D3 "1" wordt en een van de P1x-bits wordt ook 1, dan gaat de relevante uitgang naar een hoog niveau.
  Alle uitgangen gaan naar 0 na een reset.
- P20, P21, P22, P23:
  Besturen de open-collector I/O-poorten. Als een 0 wordt geprogrammeerd in een van de POB-bits D4 tot en met D7 en een P2x-bit wordt 1, dan gaat de relevante uitgang naar massa.
  Alle uitgangen gaan naar een hoge impedantie na een reset.

Het lezen van informatie uit de SAB 3036
De status-informatie van de SAB 3036 wordt uitgelezen als het R/$\overline{W}$-bit uit het "module address" (zie figuur 15/6.1-89) 1 wordt. De master van het I^{2}C-systeem moet na ieder data-byte een "acknowledge"-bit versturen. De SAB 3036 stopt met het terug zenden van gegevens als dit bit niet wordt ontvangen.



Figuur 15/6.1-91: Het programmeren van de poorten P10, P11, P12, P13, P20, P21, P22 en P23 van de SAB 3036.



Figuur 15/6.1-92: Het formaat van de informatie-bytes die de SAB 3036 retour zendt na een verzoek van de master van het I^{2}C-systeem.

De betekenis van de databits is als volgt:
- FLOCK:
  Wordt 1 als de frequentie van de tuner binnen het geprogrammeerde “tuning window” ligt.
- FL/1N:
  Wordt 0 als FLOCK van 0 naar 1 gaat en wordt 1 als de afstem-informatie is uitgelezen.
- FL/0N:
  Geïnverteerde werking van FL/1N.
- FOV:
  Wordt 1 als de frequentie van de tuner hoger is dan de geprogrammeerde frequentie.
  Gaat naar 0 als de tuner-frequentie lager is dan de geprogrammeerde frequentie.
- RESN:
  Wordt 0 na een reset en wordt 1 nadat de tuning-gegevens zijn uitgelezen.
- MWN:
  Wordt gedurende de 1,28 ms dat de resultaten van de frequentiemeting worden geëvalueerd op 1 gezet.
- P22/1N:
  Wordt 0 als op de ingang van poort 22 een laag-naar-hoog overgang wordt gedetecteerd.
  Wordt 1 nadat de poort-informatie is uitgelezen.
- P23/1N:
  Wordt 0 als op de ingang van poort 23 een laag-naar-hoog overgang wordt gedetecteerd. Wordt 1 nadat de poort-informatie is uitgelezen.
- P22/0N:
  Geïnverteerde werking ten opzichte van P22/1N.
- P23/0N:
  Geïnverteerde werking ten opzichte van P23/1N.
- PI20:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P20 een hoog niveau wordt gedetecteerd.
- PI21:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P21 een hoog niveau wordt gedetecteerd.
- PI22:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P22 een hoog niveau wordt gedetecteerd.
- PI23:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P23 een hoog niveau wordt gedetecteerd.

SAB 3037

Computer-interface voor tuning-besturing

De SAB 3037 is een zogenoemde “CITAC”-schakeling. Het IC verzorgt de digitale zenderafstemming van een TV via een tweedraads I^2C-bus en een microcomputer uit de MAB8400-familie. De afstemming van de tuner kan zowel met als zonder AFC worden uitgevoerd. Het IC bevat daarnaast vier DAC’s, waarmee vier analoge stuursignalen voor analoge functies kunnen worden gegenereerd. De schakeling bevat tot slot vier universele I/O-poorten en vier eindtrappen die een hoge stroom kunnen verwerken en beschikbaar zijn voor het instellen van de tuner-band.

De schakeling levert de onderstaande functies:
- meten van de frequentie met een resolutie van 50 kHz;
- frequentie-deling van de externe prescaler instelbaar op 64 of 256;
- tuning-spanning van maximaal 32 V;
- instelbare snelheid en richting bij het automatisch opzoeken van zenders;
- ingebouwde 4 MHz oscillator;
- vier statische DAC’s met een maximale uitgangsspanning van 11,5 V;
- het IC werkt als I^2C slaaf/transceiver.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-93
- intern blokschema: figuur 15/6.1-94
- maximale voedingsspanningen:
  pen 13: 18 V
  pen 14: 36 V
  pen 19: 18 V
- maximale voedingsstromen:

6.1 Type-beschrijving

pen 13: 30 mA
pen 14: 0,6 mA
pen 19: 0,1 mA

- gegevens universele I/O-poorten
  - max. ingangsspanningen: 16 V
  - max. sink-stroom: 4 mA
  - max. lage uitgangsspanning: 0,4 V
- gegevens band-selectie trappen
  - max. source-stroom: 200 mA
  - max. sink-stroom: 5 mA
- gegevens DAC's
  - max. uitgangsspanning: 11,5 V
  - min. uitgangsspanning: 1 V
  - stapspanning: 350 mV
  - uitgangsimpedantie: 70 Ω
  - max. source-stroom: 6 mA
  - max. sink-stroom: 8 mA
- gegevens frequentie-ingang (pen 20)
  - max. spanning: 2 V_{ttt}
  - duty cycle: 40 tot 60 %
  - max. frequentie: 14,5 MHz
  - ingangscapaciteit: 5 pF
  - ingangsimpedantie: 8 kΩ

Functie-beschrijving

Het afstemmen van de tuner wordt uitgevoerd via een frequency locked loop (FLL). De digitale gegevens over de gewenste tunerfrequentie worden in het IC ingelezen en opgeslagen in een 15 bit brede buffer. De actuele tunerfrequentie wordt eerst door 64 of 256 gedeeld door middel van een externe pre-scaler en dan via een poort aangeboden aan een 15 bit brede frequentieteller. De ingang van deze teller wordt na een bepaalde tijd vergeleken met de data in de 15 bit brede buffer. Het resultaat van deze vergelijking wordt gebruikt voor het regelen van de grootte van de afstemspanning voor de tuner.

De afstemspanning wordt opgewekt via een zogenoemd "charge pump frequency locked loop system". De uitgangstrap van de tuningspanning (pen 12) is geschakeld als integrator en zet de lading IT die aan de ingang wordt aangeboden om in een spanning. De grootte van de lading IT is typisch 250 μA.μs per 50 kHz. De grootte van de lading wordt bepaald door een 3 bit en een 12 bit brede DAC.

De vier tuning-selectie poorten P10 tot en met P13 kunnen 50 mA opnemen vanuit de pennen van het IC en staan dan maximaal op 600 mV. Deze trap wordt gevoed vanuit pen 19.

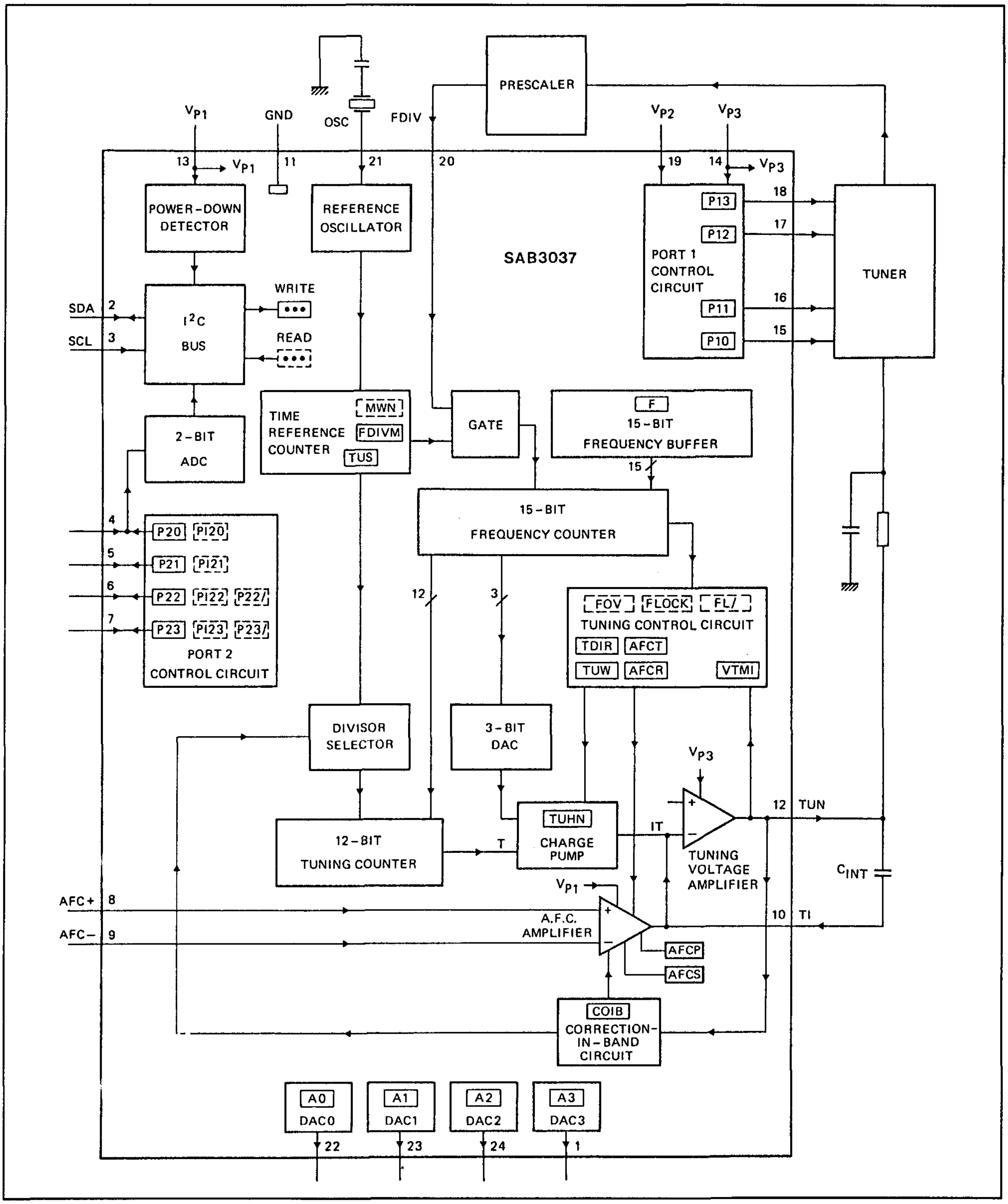
De universele I/O-poorten P22 en P23 kunnen positieve en negatieve overgangen in hun ingangssignalen detecteren. De poort P20 wordt gebruikt voor het adresseren van het IC.

Als de voedingsspanning op pen 16 lager wordt dan 8,5 V gaat de SAB 3037 in de "power down"-modus. Alle registers worden dan gereset.

Pin	Symbol	Description
1	DAC3	output of static DAC
2	SDA	serial data line } I^2C bus
3	SCL	serial clock line } I^2C bus
4	P20	general purpose input/output ports
5	P21	general purpose input/output ports
6	P22	general purpose input/output ports
7	P23	general purpose input/output ports
8	AFC+	a.f.c. inputs
9	AFC−	a.f.c. inputs
10	TI	tuning voltage amplifier inverting input
11	GND	ground
12	TUN	tuning voltage amplifier output
13	V_{P1}	+ 12 V supply voltage
14	V_{P3}	+ 32 V supply for tuning voltage amplifier
15	P10	high-current band-selection output ports
16	P11	high-current band-selection output ports
17	P12	high-current band-selection output ports
18	P13	high-current band-selection output ports
19	V_{P2}	positive supply for high-current band-selection output circuits
20	FDIV	input from prescaler
21	OSC	crystal oscillator input
22	DAC0	outputs of static DACs
23	DAC1	outputs of static DACs
24	DAC2	outputs of static DACs

Figuur 15/6.1-93: Aansluitgegevens van de SAB 3037.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-94: Intern blokschema en voorbeeld-schema van de SAB 3037.

6.1 Type-beschrijving

	MODULE ADDRESS									INSTRUCTION BYTE									DATA / CONTROL BYTE									
S	1	1	0	0	0	MA 1	MA 0	0	A	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	A	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	A	P
	msb							R/$\overline{W}$		msb									msb									

Figuur 15/6.1-95: Het algemene formaat voor het schrijven van gegevens naar de SAB 3037.

	INSTRUCTION BYTE								DATA / CONTROL BYTE							
	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
freq.	1	F14	F13	F12	F11	F10	F9	F8	F7	F6	F5	F4	F3	F2	F1	F0
TCD0	0	0	1	0	1	0	0	1	AFCT	VTMI0	AFCR1	AFCR0	TUHN1	TUHN0	TUW1	TUW0
TCD1	0	0	1	0	1	0	1	0	VTMI1	COIB1	COIB0	AFCS1	AFCS0	TUS2	TUS1	TUS0
TCD2	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	AFCP	FDIVM	TDIRD	TDIRU

Figuur 15/6.1-96: Het algemeen formaat voor het digitaal tunen van de SAB 3037 op een zender.

De volledige schakeling wordt bestuurd via een drie byte lang woord, waarvan de samenstelling is getekend in figuur 15/6.1-95. De MA1 en MA2 bits adresseren de schakeling aan de hand van de analoge spanning die op de ingang van poort P20 aanwezig is. De schakeling reageert op de onderstaande codes als de spanning op de ingang van poort P20 gelijk is aan:

- massa:
  MA1 = 0 en MA0 = 1;
- 1/2 voeding:
  MA1 = 1 en MA0 = 0;
- hele voeding:
  MA1 = 1 en MA0 = 1;
- steeds aangesproken:
  MA1 = 0 en MA0 = 0.

De acknowledge-bits A worden alleen door de SAB 3037 verzonden als een geldig adres wordt ontvangen en de schakeling niet in de reset-mode staat.

Besturing van de afstemming

In figuur 15/6.1-96 is de samenstelling van de instructie- en controle/data-bytes getekend die noodzakelijk is voor het bedienen van de afstemfuncties van de SAB 3037.

In het kort wordt de functie van ieder bit besproken.

- Instellen frequentie:
  De frequentie wordt ingelezen als bit I7 van het instructie-byte H is. De zeven overige bits van deze byte plus de acht bits van het data-byte worden ingelezen in de buffer en bepalen de afstemfrequentie.
  De decimale vertaling van de digitale code moet met 50 kHz vermenigvuldigd worden om de frequentie te verkrijgen.
- Tuner current control:
  De bits TUHN1 en TUHN0 bepalen de grootte van de lading IT die vanuit de charge pump per 50 kHz frequentiedeviatie naar de integrator vloeit.
  De waarde van deze ladingspuls varieert van 1 μA.μs (code 0-0) tot 250 μA.μs (code 1-1).
- Tuner gevoeligheid:
  De drie bits TUS0 tot en met TUS2 bepalen de minimale waarde van de ladingspuls IT. Deze waarde varieert in zeven stappen van 0,25 mA.μs (code 0-0-0) tot 16 mA.μs (code 0-1-1). De code 1-1-1 wordt dus niet toegepast!

- Correctie-factor:
  Via de bits COIB0 en COIB1 kan een correctie-factor worden gedefinieerd, die de niet-lineaire karakteristieken van de spanning naar frequentie omzetting van de gebruikte tuner corrigeert. Deze factor kan in vier stappen ingesteld worden van code 0-0 tot code 1-1.
- Tuning window:
  Met de bits TUW0 en TUW1 kan een zogenoemd "tuning window" ingesteld worden.
  Dit venster bepaalt de maximale afwijking die tussen de oscillator frequentie van de tuner en de ingeprogrammeerde frequentie mag optreden. Dit venster is in te stellen tussen 0 kHz (code 0-0) en 300 kHz (code 0-1). De code 1-1 wordt ook nu niet gebruikt!
- AFC:
  Met de twee bits AFCR0 en AFCR1 kan men het vangbereik van de automatische frequentiecontrole instellen. Ook hier zijn drie waarden mogelijk, namelijk van 0 kHz (code 0-0) tot 1500 kHz (code 0-1). De vierde code 1-1 wordt niet toegepast.
- Transconductance:
  De transconductance of geleidbaarheid van de AFC-versterker kan met de bits AFCS0 en AFCS1 worden ingesteld op vier waarden tussen 0,25 μA/V (code 0-0) tot 100 μA/V (code 1-1).
- AFC-polariteit:
  Het bit AFCP bepaalt de manier waarop de AFC-schakeling reageert op een positief AFC-signaal. Is dit bit 1, dan zal de tunerspanning stijgen. Is het bit 0, dan zal de tunerspanning dalen.
- Frequency measuring window:
  Het bit FDIVM bepaalt de tijdsduur van de frequentiemeting. Deze waarde is echter ook afhankelijk van de deel-factor van de externe pre-scaler. Als FDIVM 0 is en de pre-scaler door 256 deelt, dan is de tijdsduur van de meting gelijk aan 5,12 ms. Is het bit 1 en de deelfactor van de pre-scaler 64, dan is de tijdsduur van de meting gelijk aan 1,28 ms.

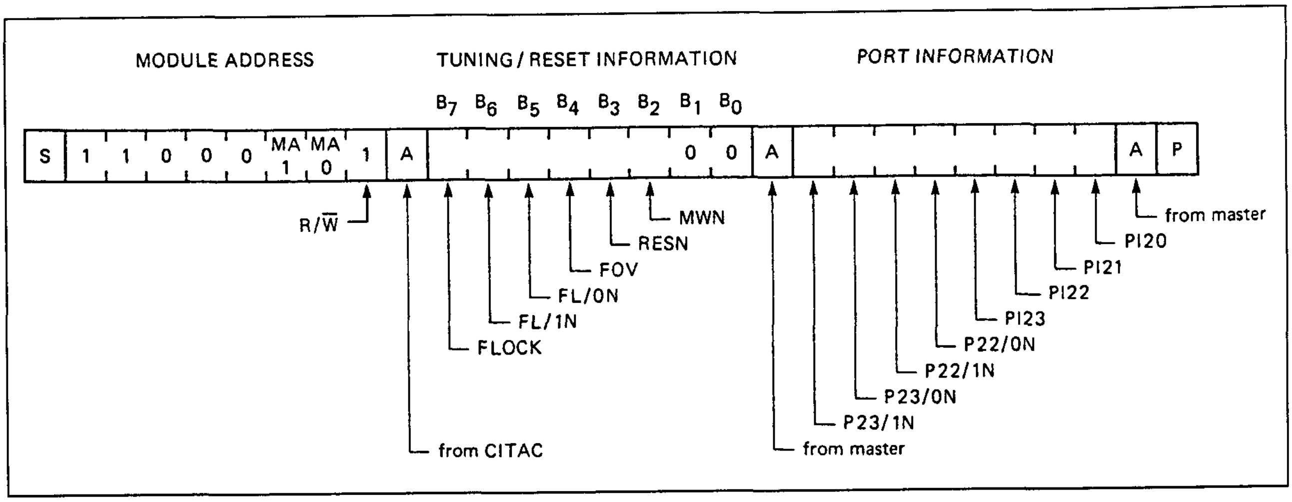
Het programmeren van de poorten
Het algemene formaat voor het programmeren van de poorten is getekend in figuur 15/6.1-97.

De instructie-byte bevat ofwel de POB-bits (Port Output Data) ofwel de DACX-bits (Digital to Analog Converter Control). De databits hebben de onderstaande betekenis:
- P10, P11, P12, P13:
  De "Band Select Outputs". Als een van de POD-bits D0 tot en met D3 "1" wordt en een van de P1x-bits wordt ook 1, dan gaat de relevante uitgang naar een hoog niveau.
- P20, P21, P22, P23:
  Besturen de open-collector I/O-poorten. Als een 0 wordt geprogrammeerd in een van de POB-bits D4 tot en met D7 en een P2x-bit wordt 1, dan gaat de relevante uitgang naar massa.

	INSTRUCTION BYTE								DATA/CONTROL BYTE							
	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
POD	0	0	1	0	1	0	0	0	P23	P22	P21	P20	P13	P12	P11	P10
DACX	0	0	1	0	0	0	X1	X0	0	0	AX5	AX4	AX3	AX2	AX1	AX0

Figuur 15/6.1-97: Het programmeren van de poorten van de SAB 3037.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-98: Het formaat van de informatie-bytes die de SAB 3037 retour zendt.

- DACX:
  Een van de vier DAC's wordt geselecteerd door de code in de bits X0 en X1. De analoge uitgangsspanning van de geselecteerde DAC wordt bepaald door de code in de bits AX0 tot en met AX5. De schakelingen hebben dus een resolutie van 6 bit. De laagste analoge uitgangsspanning komt overeen met alle bits 0.

Het lezen van informatie uit de SAB 3037
De SAB 3037 kan uitgelezen worden als het R/W-bit uit het "module address" (zie figuur 15/6.1-95) 1 wordt. De master van het I²C-systeem moet na ieder data-byte een "acknowledge"-bit versturen. De SAB 3037 stopt het terug zenden van gegevens als dit bit niet wordt ontvangen.
De betekenis van de databits is als volgt:

- FLOCK:
  Wordt 1 als de frequentie van de tuner binnen het geprogrammeerde "tuning window" ligt.
- FL/1N:
  Wordt 0 als FLOCK van 0 naar 1 gaat en wordt 1 als de afstem-informatie is uitgelezen.
- FL/0N:
  Geïnverteerde werking van FL/1N.
- FOV:
  Wordt 1 als de frequentie van de tuner hoger is dan de geprogrammeerde frequentie. Gaat naar 0 als de tuner-frequentie lager is dan de geprogrammeerde frequentie.
- RESN:
  Wordt 0 na een reset en wordt 1 nadat de tuning-gegevens zijn uitgelezen.
- MWN:
  Wordt gedurende de 1,28 ms dat de resultaten van de frequentiemeting worden geëvalueerd op 1 gezet.
- P22/1N:
  Wordt 0 als op de ingang van poort 22 een laag-naar-hoog overgang wordt gedetecteerd. Wordt 1 nadat de poort-informatie is uitgelezen.
- P23/1N:
  Wordt 0 als op de ingang van poort 23 een laag-naar-hoog overgang wordt gedetecteerd. Wordt 1 nadat de poort-informatie is uitgelezen.
- P22/0N:
  Geïnverteerde werking ten opzichte van P22/1N.
- P23/0N:
  Geïnverteerde werking ten opzichte van P23/1N.
- PI20:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P20 een hoog niveau wordt gedetecteerd.
- PI21:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P21 een hoog niveau wordt gedetecteerd.

- PI22:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P22 een hoog niveau wordt gedetecteerd.
- PI23:
  Wordt 1 als op de ingang van poort P23 een hoog niveau wordt gedetecteerd.

TDA 3504

Schakeling voor video-controle

De TDA 3504 maakt onderdeel uit van een standaard PAL/SECAM decoder en verwerkt:
- het luminance-signaal;
- de kleurverschilsignalen -(R-Y) en -(B-Y);
- de sandcastle-puls.

De schakeling levert drie RGB-uitgangssignalen die rechtstreeks de video-eindtrappen kunnen besturen. De voornaamste kenmerken van de TDA 3504 zijn:
- capacitieve koppeling van de ingangssignalen met levelclamping op zwart-niveau in de ingangskringen;
- verzadigingscontrole van de verschilsignalen;
- kontrast-, verzadiging- en intensiteitscontrole;
- emittervolger uitgangen voor de drie RGB-signalen;
- extra ingangen voor RGB-signalen.

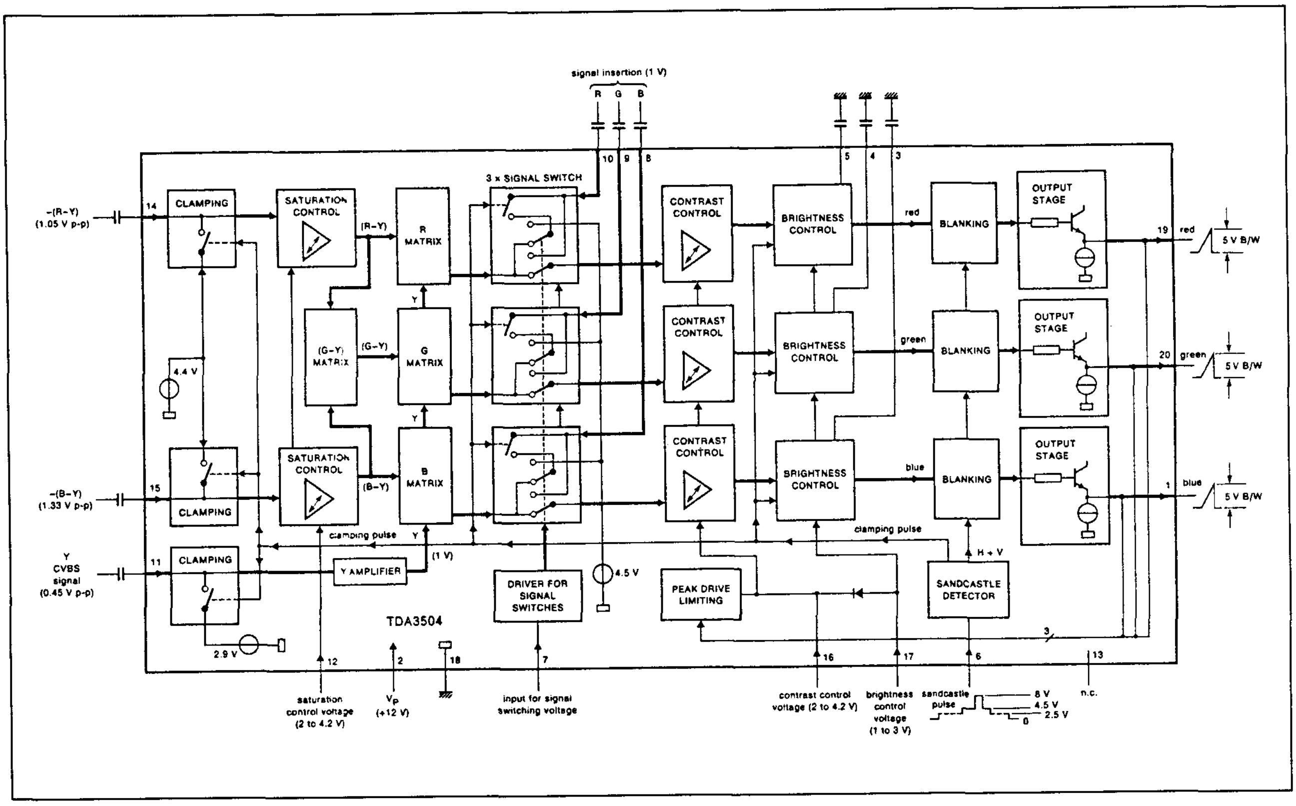
Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-20
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-99
- intern blokschema: figuur 15/6.1-100
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 95 mA
- gegevens ingangen
  - -(R-Y)-signaal: 1,48 V max.
  - -(B-Y)-signaal: 1,88 V max.
  - luminance-signaal: 630 mV max.
  - ingangsweerstanden: 1,0 MΩ
- gegevens RGB-ingangen
  - schakelniveau pen 7:
    3,0 V max. actieve status
    0,4 V max. voor passieve status
  - externe RGB-signalen: 1,4 V max.

1	blue output
2	positive supply voltage (+ 12 V)
3	blue storage for brightness
4	green storage for brightness
5	red storage for brightness
6	sandcastle pulse input
7	fast switch for RGB inputs
8	blue input (external signal)
9	green input (external signal)
10	red input (external signal)
11	luminance input
12	saturation control input
13	not connected
14	colour difference input –(R-Y)
15	colour difference input –(B-Y)
16	contrast control input
17	brightness control input
18	ground (0 V)
19	red output
20	green output

Figuur 15/6.1-99: Aansluitgegevens van de TDA 3504.

- gegevens verzadigingstrap (pen 12)
  - max. verzadiging: 4,4 V
  - -26 dB verzadiging: 2,3 V
  - min. verzadiging: 50 dB
  - ingangsstroom: 20 μA
- gegevens contrasttrap (pen 16)
  - max. contrast: 4,4 V
  - -10 dB contrast: 3,0 V
  - min. contrast: 29 dB
- gegevens intensiteitstrap (pen 17)
  - sturingsbereik: 1 tot 3 V
  - spanning voor nominale intensiteit: 2,0 V
  - ingangsstroom: 10 μA
- gegevens RGB-uitgangen
  - uitgangsspanning: 6,5 V max.
  - verschil in zwart-niveaus: 10 mV max.
  - verschil tussen kanalen: 0,6 dB max.
- versterkingsfactoren
  - luminance-ingang: 26 dB max.
  - verschil-signalen: 17 dB max.
  - RGB-signalen: 16 dB max.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-100: Intern blokschema van de TDA 3504.

- bandbreedtes
  - luminance-signaal: 5 MHz
  - verschil-signalen: 2 MHz
  - RGB-signalen: 10 MHz
- sandcastle niveaus
  - hor. en ver. blancking: 2,9 V
  - horizontale pulsen: 5,0 V
  - clamping pulsen: 12,0 V

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/6.1-101:

Typische toepassing van de TDA3504 in een praktische TV-schakeling.

- figuur 15/6.1-102:

Het minimale applicatie-schema rond de TDA 3504.

TDA 3505

Schakeling voor video-controle

De TDA 3505 verricht signaalbewerkingen en -controles in een standaard PAL/SECAM decoder. De noodzakelijke ingangssignalen zijn:

- het luminance-signaal;
- de kleurverschilsignalen -(R-Y) en -(B-Y).

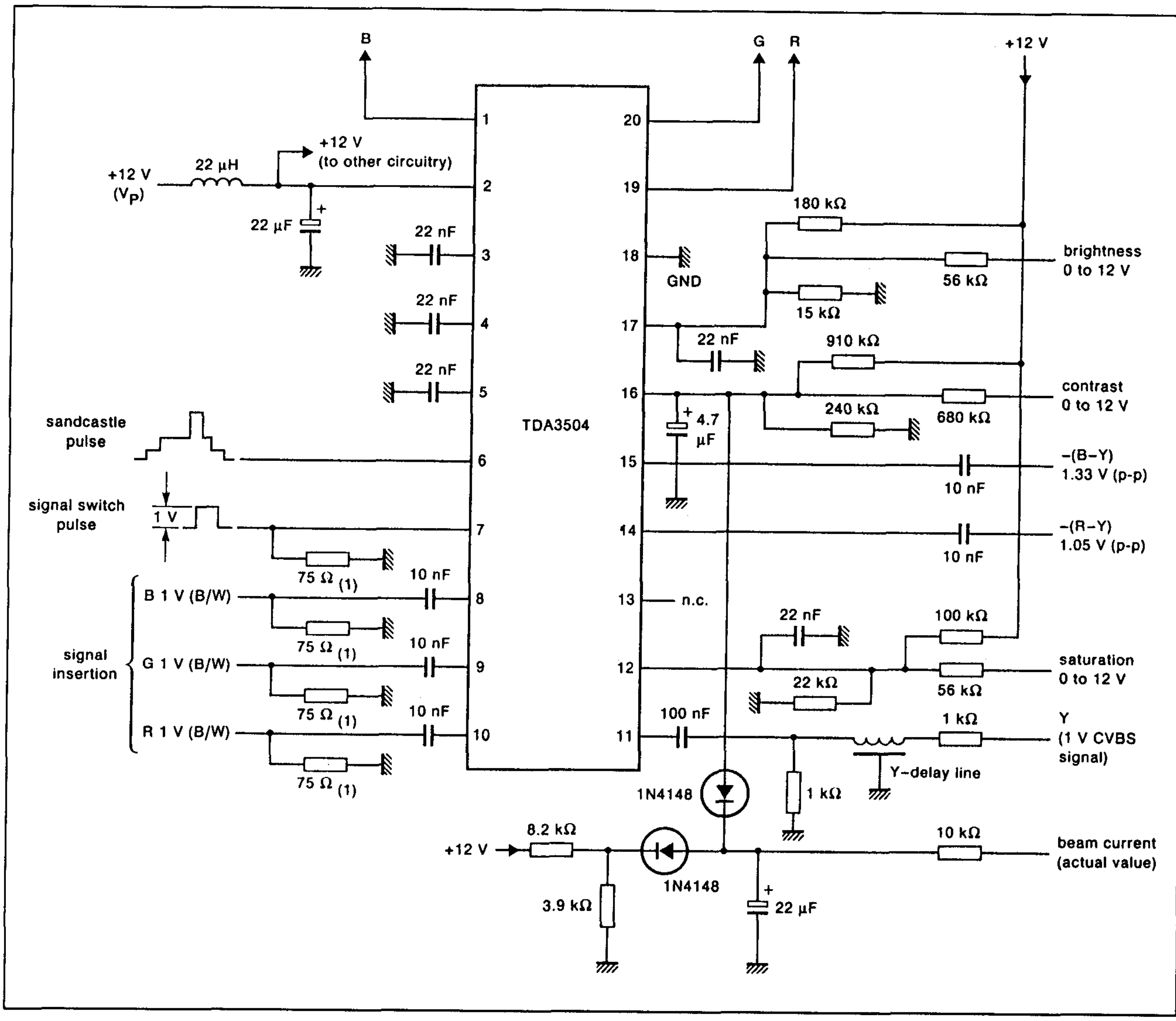
De schakeling levert drie RGB-uitgangssignalen die rechtstreeks de video-eindtrappen kunnen besturen.

Er zijn drie ingangen aanwezig voor het invoegen van externe RGB-signalen.

De voornaamste kenmerken van de TDA 3505 zijn:

- capacitieve koppeling van de ingangssignalen met levelclamping op zwart-niveau in de ingangskringen;
- verzadigingscontrole van de verschilsignalen;
- kontrast-, verzadiging- en intensiteits-controle;
- emittervolger uitgangen voor de drie RGB-signalen;
- extra ingangen voor RGB-signalen;

6.1 Type-beschrijving



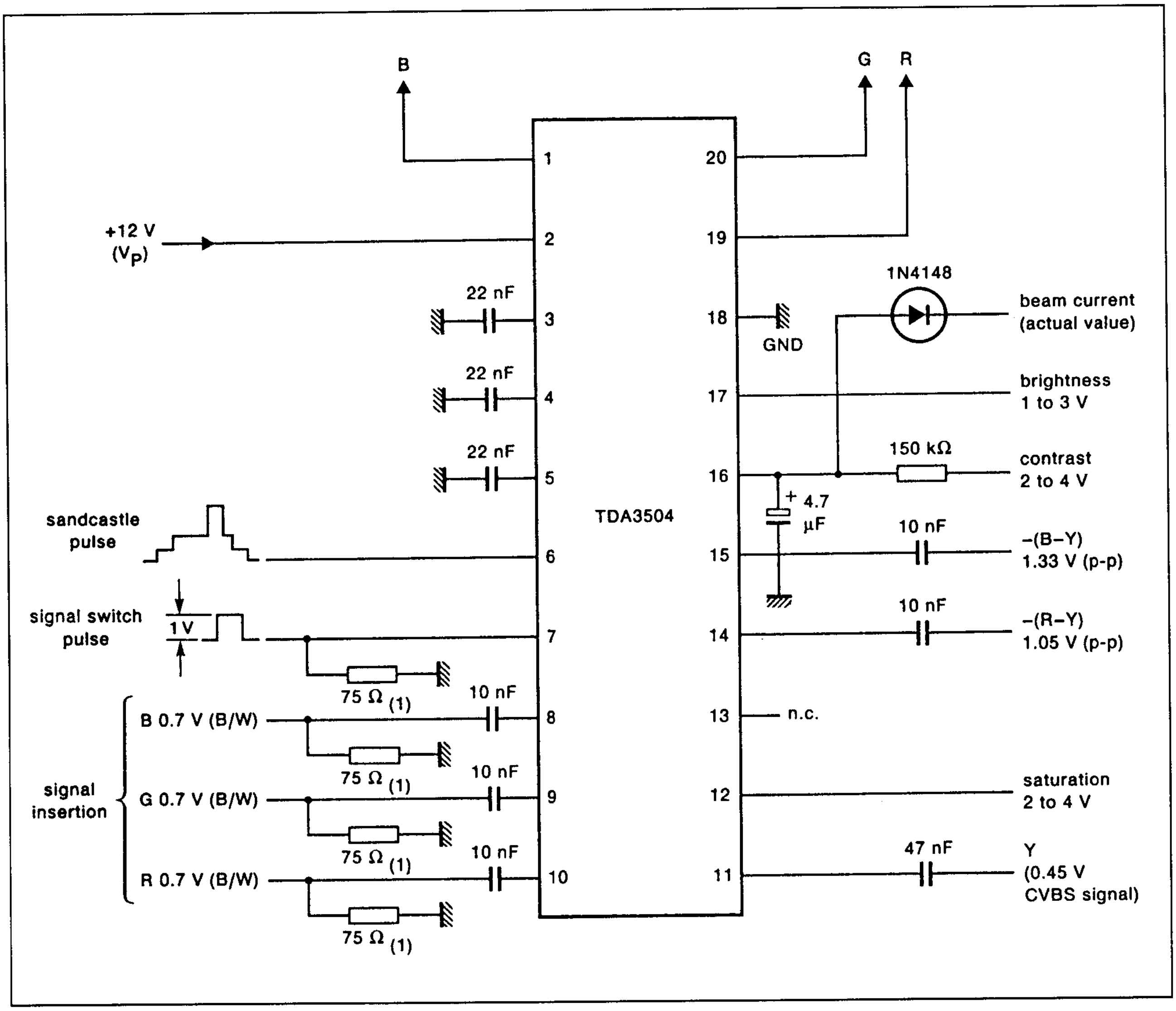
Figuur 15/6.1-101: Praktische schakeling rond de TDA 3504.

- drie versterkings-controles voor de RGB-uitgangen;
- gelijke zwart-niveaus voor externe en interne RGB-signalen;
- automatische cut-off voor de beeldbuis.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-103
- intern blokschema: figuur 15/6.1-104
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 95 mA
- gegevens ingangen
  - -(R-Y)-signaal: 1,48 V max
  - -(B-Y)-signaal: 1,88 V max.
  - luminance-signaal: 630 mV max.
  - weerstand verschilsignalen: 1,0 MΩ
  - weerstand luminance-signaal: 100 kΩ
- gegevens RGB-ingangen
  - schakelniveau pen 11:
  - 3,0 V max. actieve status
  - 0,4 V max. voor passieve status
  - externe RGB-signalen: 1,4 V max.
- gegevens verzadigingstrap (pen 16)
  - max. verzadiging: 4,4 V

6.1 Type-beschrijving



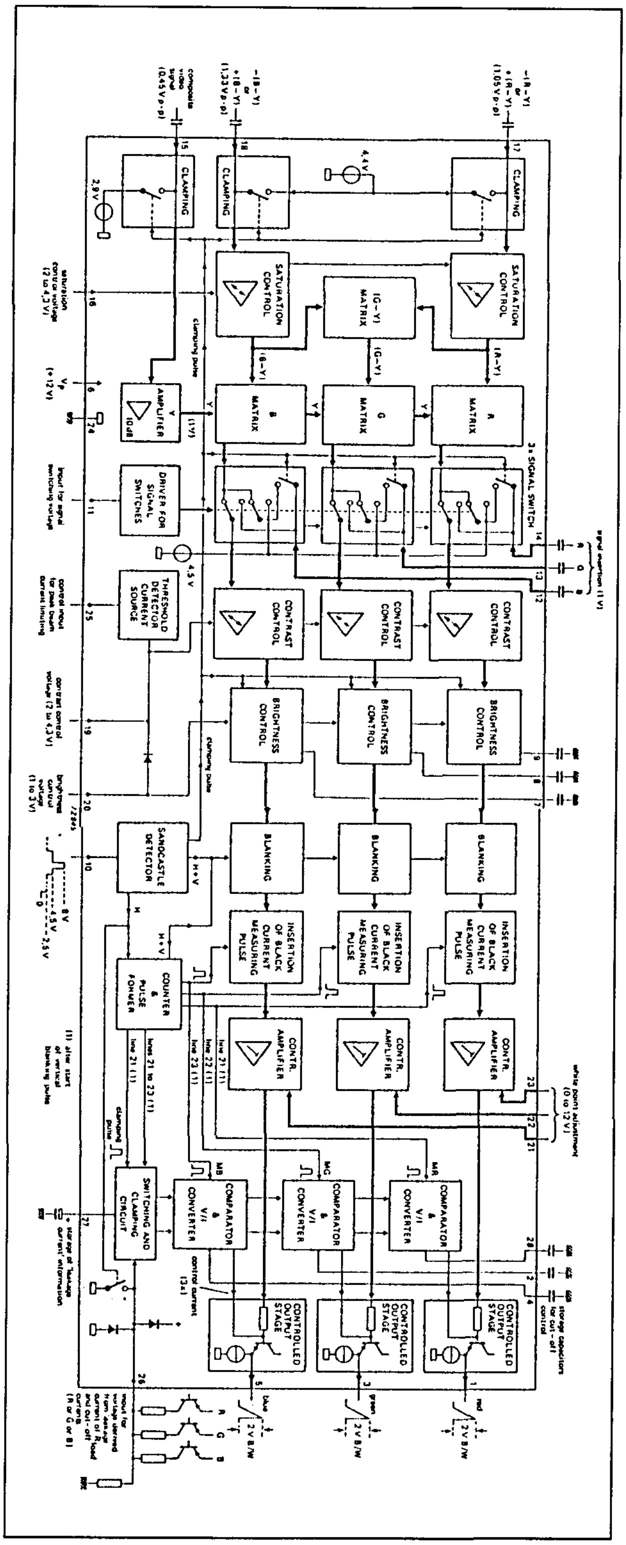
Figuur 15/6.1-102: Minimale externe schakeling rond de TDA 3504.

  - -26 dB verzadiging: 2,3 V
  - min. verzadiging: 50 dB
  - ingangsstroom: 20 µA
- gegevens contrasttrap (pen 19)
  - max. contrast: 4,4 V
  - -10 dB contrast: 3,0 V
  - min. contrast: 29 dB
- gegevens intensiteitstrap (pen 20)
  - sturingsbereik: 1 tot 3 V
  - ingangsstroom: 10 µA
- gegevens RGB-uitgangen
  - uitgangsspanning: 7,7 V max.
  - verschil in zwart-niveaus: 10 mV max.
  - verschil tussen kanalen: 0,6 dB max.
- versterkingsfactoren
  - luminance-ingang: 18 dB max.
  - verschil-signalen: 9 dB max.
  - RGB-signalen: 8 dB max.
- bandbreedtes
  - luminance-signaal: 5 MHz
  - verschil-signalen: 2 MHz
  - RGB-signalen: 10 MHz
- sandcastle niveaus
  - hor. en ver. blancking: 2,0 V
  - horizontale pulsen: 4,0 V
  - clamping pulsen: 7,5 V

6.1 Type-beschrijving

1	red output
2	green storage capacitor for cut-off control
3	green output
4	blue storage capacitor for cut-off control
5	blue output
6	positive supply voltage (+12 V)
7	blue storage for brightness
8	green storage for brightness
9	red storage for brightness
10	sandcastle pulse input
11	fast switch for RGB inputs
12	blue input (external signal)
13	green input (external signal)
14	red input (external signal)
15	luminance input
16	saturation control input
17	colour difference input −(R-Y)
18	colour difference input −(B-Y)
19	contrast control input
20	brightness control input
21	white point adjustment, blue
22	white point adjustment, green
23	white point adjustment, red
24	ground (0 V)
25	control input for peak beam current limiting
26	automatic cut-off control input
27	storage capacitor for leakage current
28	red storage capacitor for cut-off control

Figuur 15/6.1-103: Aansluitgegevens van de TDA 3505.



Figuur 15/6.1-104: Intern blokschema van de TDA 3505.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-105:

Typische toepassing van de TDA3505 in een praktische TV-schakeling.

TDA 3506

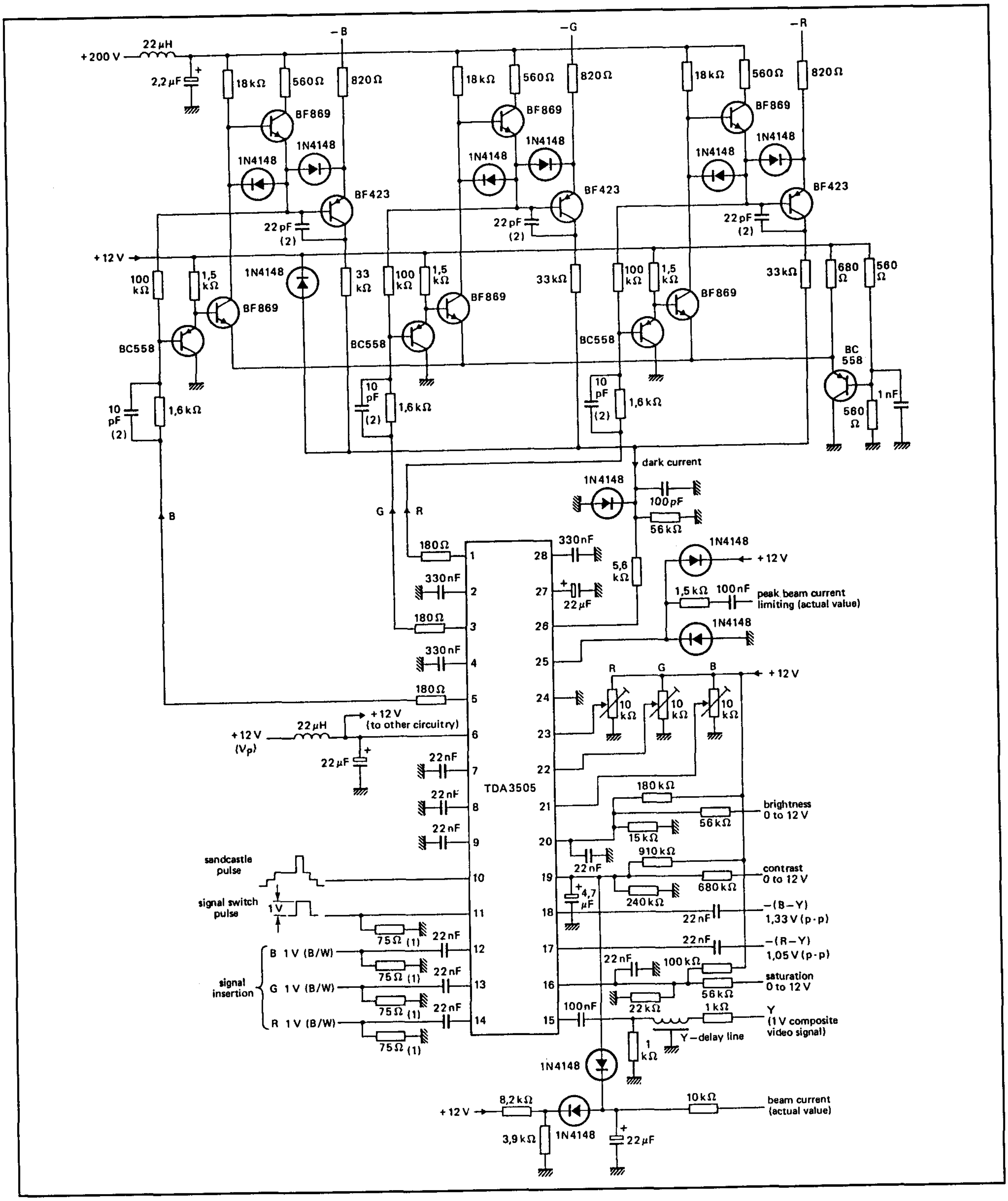
Schakeling voor video-controle

De TDA 3506 verricht signaalbewerkingen en -controles in een standaard PAL/SECAM decoder. De noodzakelijke ingangssignalen zijn:

- het luminance-signaal;
- de kleurverschilsignalen +(R-Y) en +(B-Y).

De schakeling levert drie RGB-uitgangssignalen die rechtstreeks de video-eindtrappen kunnen besturen.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-105: Praktische schakeling rond de TDA 3505.

6.1 Type-beschrijving

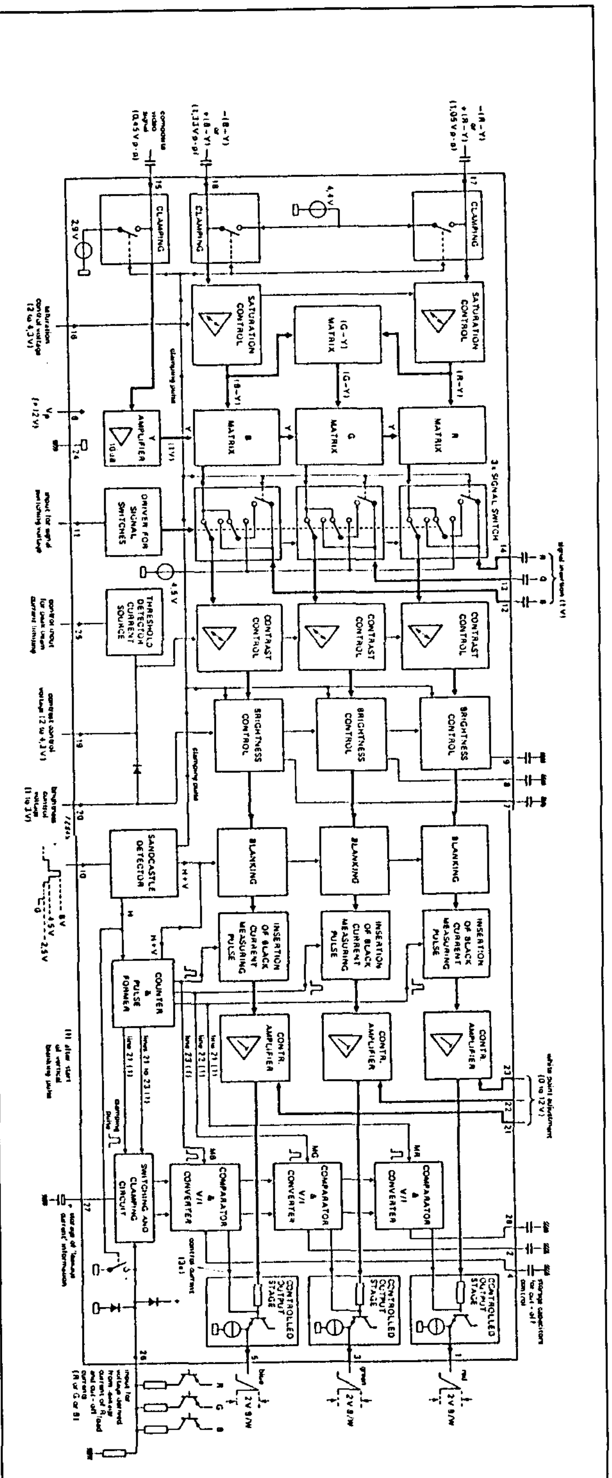
Er zijn drie ingangen aanwezig voor het invoegen van externe RGB-signalen.
De voornaamste kenmerken van de TDA 3506 zijn:
- capacitieve koppeling van de ingangssignalen met levelclamping op zwart-niveau in de ingangskringen;
- verzadigingscontrole van de verschilsignalen;
- kontrast-, verzadiging- en intensiteitscontrole;
- emittervolger uitgangen voor de drie RGB-signalen;
- extra ingangen voor RGB-signalen;
- drie versterkings-controles voor de RGB-uitgangen;
- gelijke zwart-niveaus voor externe en interne RGB-signalen;
- automatische cut-off voor de beeldbuis.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-106
- intern blokschema: figuur 15/6.1-107
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 95 mA
- gegevens ingangen
  - +(R-Y)-signaal: 1,48 V max
  - +(B-Y)-signaal: 1,88 V max.
  - luminance-signaal: 630 mV max.
  - weerstand verschilsignalen: 1,0 MΩ
  - weerstand luminance-signaal: 100 kΩ
- gegevens RGB-ingangen
  - schakelniveau pen 11:
    3,0 V max. actieve status
    0,4 V max. voor passieve status
  - externe RGB-signalen: 1,4 V max.
- gegevens verzadigingstrap (pen 16)
  - max. verzadiging: 4,4 V
  - -26 dB verzadiging: 2,3 V
  - min. verzadiging: 50 dB
  - ingangsstroom: 20 μA
- gegevens contrasttrap (pen 19)
  - max. contrast: 4,4 V
  - -10 dB contrast: 3,0 V
  - min. contrast: 29 dB
- gegevens intensiteitstrap (pen 20)
  - sturingsbereik: 1 tot 3 V
  - ingangsstroom: 10 μA
- gegevens RGB-uitgangen
  - uitgangsspanning: 7,7 V max.
  - verschil in zwart-niveaus: 10 mV max.
  - verschil tussen kanalen: 0,6 dB max.
- versterkingsfactoren
  - luminance-ingang: 18 dB max.
  - verschil-signalen: 9 dB max.
  - RGB-signalen: 8 dB max.
- bandbreedtes
  - luminance-signaal: 5 MHz
  - verschil-signalen: 2 MHz
  - RGB-signalen: 10 MHz
- sandcastle niveaus
  - hor. en ver. blancking: 2,0 V
  - horizontale pulsen: 4,0 V
  - clamping pulsen: 7,5 V

1	red output
2	green storage capacitor for cut-off control
3	green output
4	blue storage capacitor for cut-off control
5	blue output
6	positive supply voltage (+12 V)
7	blue storage for brightness
8	green storage for brightness
9	red storage for brightness
10	sandcastle pulse input
11	fast switch for RGB inputs
12	blue input (external signal)
13	green input (external signal)
14	red input (external signal)
15	luminance input
16	saturation control input
17	colour difference input +(R-Y)
18	colour difference input +(B-Y)
19	contrast control input
20	brightness control input
21	white point adjustment, blue
22	white point adjustment, green
23	white point adjustment, red
24	ground (0 V)
25	control input for peak beam current limiting
26	automatic cut-off control input
27	storage capacitor for leakage current
28	red storage capacitor for cut-off control

Figuur 15/6.1-106: Aansluitgegevens van de TDA 3506.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-107: Intern blokschema van de TDA 3506.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-108:

Typische toepassing van de TDA3506 in een praktische TV-schakeling.

TDA 3507

Schakeling voor video-controle

De TDA 3507 voert signaalbewerkingen en -controles (contrast, intensiteit, verzadiging) uit in een standaard PAL/SECAM decoder.

De noodzakelijke ingangssignalen zijn:

- het luminance-signaal;
- de kleurverschilsignalen -(R-Y) en -(B-Y);
- de sandcastle-puls.

De schakeling levert drie RGB-uitgangssignalen die rechtstreeks de video-eindtrappen kunnen besturen.

Er zijn drie ingangen aanwezig voor het invoegen van externe RGB-signalen.

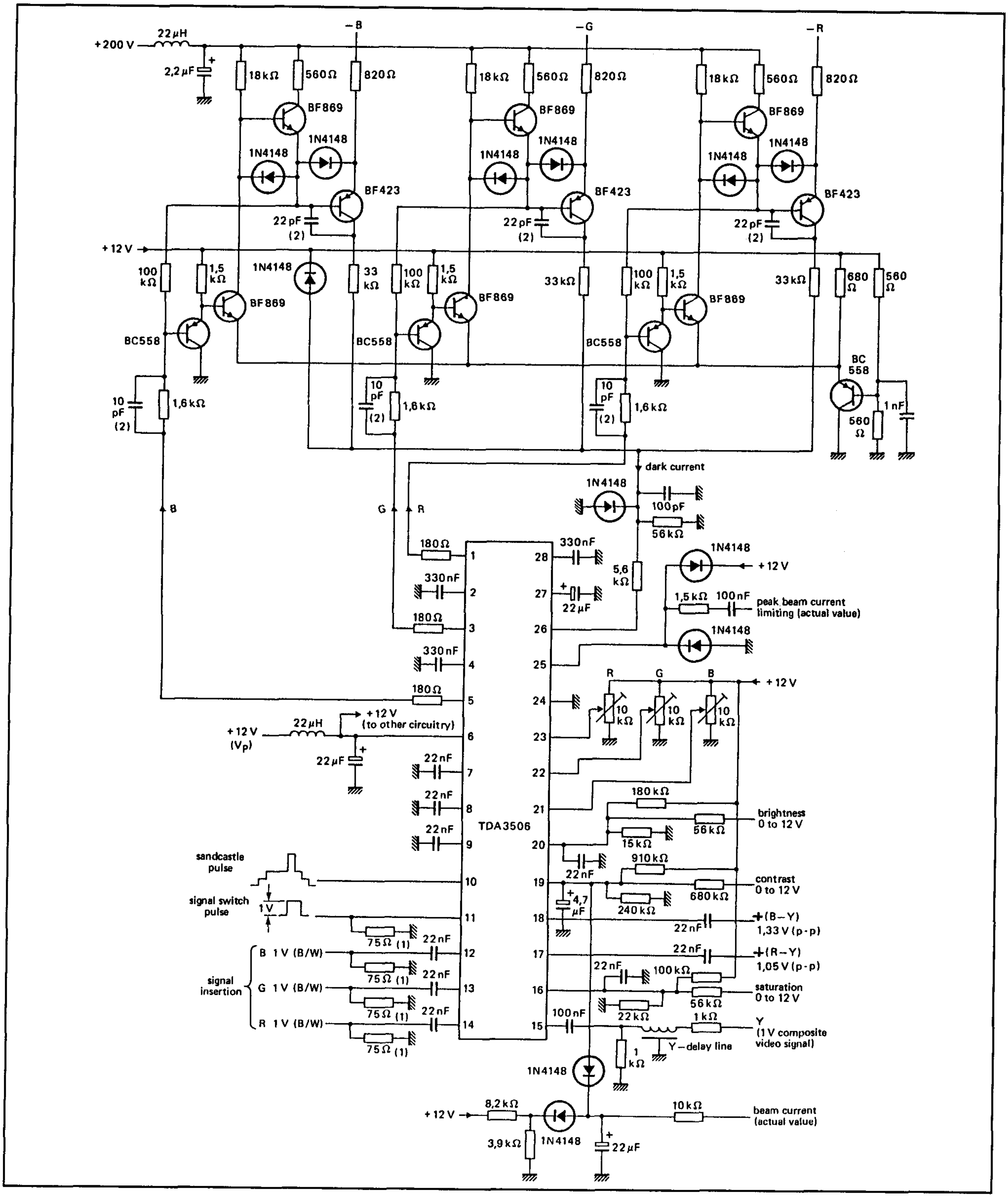
De voornaamste kenmerken van de TDA 3507 zijn:

- capacitieve koppeling van de ingangssignalen met levelclamping op zwart-niveau in de ingangskringen;
- verzadigingscontrole van de verschilsignalen;
- kontrast-, intensiteits- en verzadigingscontrole;
- emittervolger uitgangen voor de drie RGB-signalen;
- extra ingangen voor RGB-signalen;
- drie versterkings-controles voor de RGB-uitgangen;
- gelijke zwart-niveaus voor externe en interne RGB-signalen;
- automatische cut-off voor de beeldbuis.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-109
- intern blokschema: figuur 15/6.1-110
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 100 mA
- gegevens ingangen
  - -(R-Y)-signaal: 1,48 V max
  - -(B-Y)-signaal: 1,88 V max.

6.1 Type-beschrijving

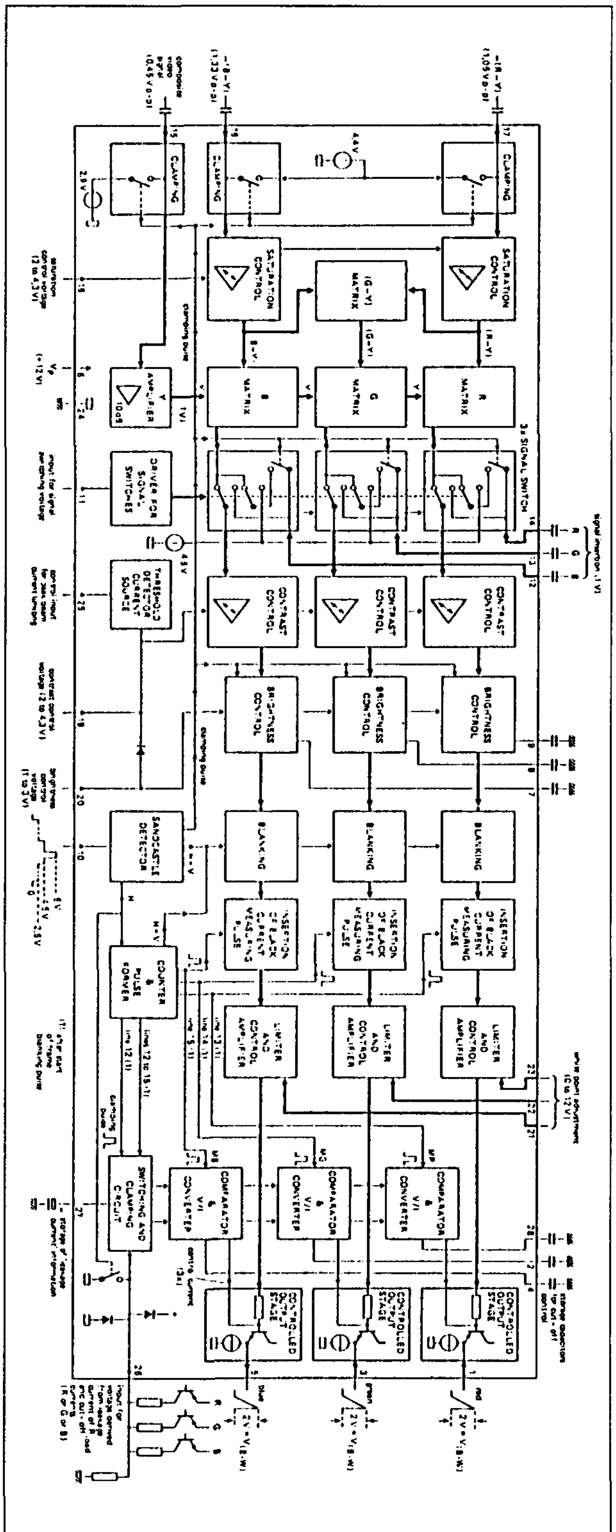


Figuur 15/6.1-108: Praktische schakeling rond de TDA 3506.

6.1 Type-beschrijving

1	red output
2	green storage capacitor for cut-off control
3	green output
4	blue storage capacitor for cut-off control
5	blue output
6	positive supply voltage (+12 V)
7	blue storage for brightness
8	green storage for brightness
9	red storage for brightness
10	sandcastle pulse input
11	fast switch for RGB inputs
12	blue input (external signal)
13	green input (external signal)
14	red input (external signal)
15	luminance input
16	saturation control input
17	–(R–Y) colour difference input
18	–(B–Y) colour difference input
19	contrast control input
20	brightness control input
21	white point adjustment, blue
22	white point adjustment, green
23	white point adjustment, red
24	ground (0 V)
25	control input for peak beam current limiting
26	automatic cut-off control input
27	storage capacitor for leakage current
28	red storage capacitor for cut-off control

Figuur 15/6.1-109: Aansluitgegevens van de TDA3507.



Figuur 15/6.1-110: Intern blokschema van de TDA 3507.

- luminance-signaal: 630 mV max.
- weerstand verschilsignalen: 1,0 MΩ
- weerstand luminance-signaal: 100 kΩ
- gegevens RGB-ingangen
  - schakelniveau pen 11:
    3,0 V max. actieve status
    0,4 V max voor passieve status
  - externe RGB-signalen: 1,4 V max.
- gegevens verzadigingstrap (pen 16)
  - max. verzadiging: 4,4 V
  - -26 dB verzadiging: 2,3 V
  - min. verzadiging: 50 dB
  - ingangsstroom: 20 μA
- gegevens contrasttrap (pen 19)
  - max. contrast: 4,4 V
  - -10 dB contrast: 3,0 V
  - min. contrast: 29 dB
  - gegevens intensiteitstrap (pen 20)

  - sturingsbereik: 1 tot 3 V
  - ingangsstroom: 10 μA
- gegevens RGB-uitgangen
  - uitgangsspanning: 7,7 V max.
  - verschil in zwart-niveaus: 10 mV max.
  - verschil tussen kanalen: 0,6 dB max.
- versterkingsfactoren
  - luminance-ingang: 18 dB max.
  - verschil-signalen: 9 dB max.
  - RGB-signalen: 8 dB max.
- bandbreedtes
  - luminance-signaal: 5 MHz
  - verschil-signalen: 2 MHz
  - RGB-signalen: 16 MHz
- sandcastle niveaus
  - hor. en ver. blanking: 2,0 V
  - horizontale pulsen: 4,0 V
  - clamping pulsen: 7,5 V

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-111:

Typische toepassing van de TDA3507 in een praktische TV-schakeling.

TDA 3561A

PAL decoder

De TDA 3561A is een decoder voor de Europese PAL-standaard. De schakeling bevat alle noodzakelijke functies voor het identificeren en decoderen van PAL-signalen. Daarnaast bevat het IC een luminance-versterker, een RGB-matrix en een eindversterker. De uitgangssignalen zijn gestandaardiseerd op een niveau van 5 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$, zodat rechtstreeks eindtrappen aangestuurd kunnen worden. Het IC heeft ingangen waarmee digitale en analoge data, zoals Teletex, ingevoegd kunnen worden. De voornaamste eigenschappen van de schakeling kunnen als volgt worden samengevat:

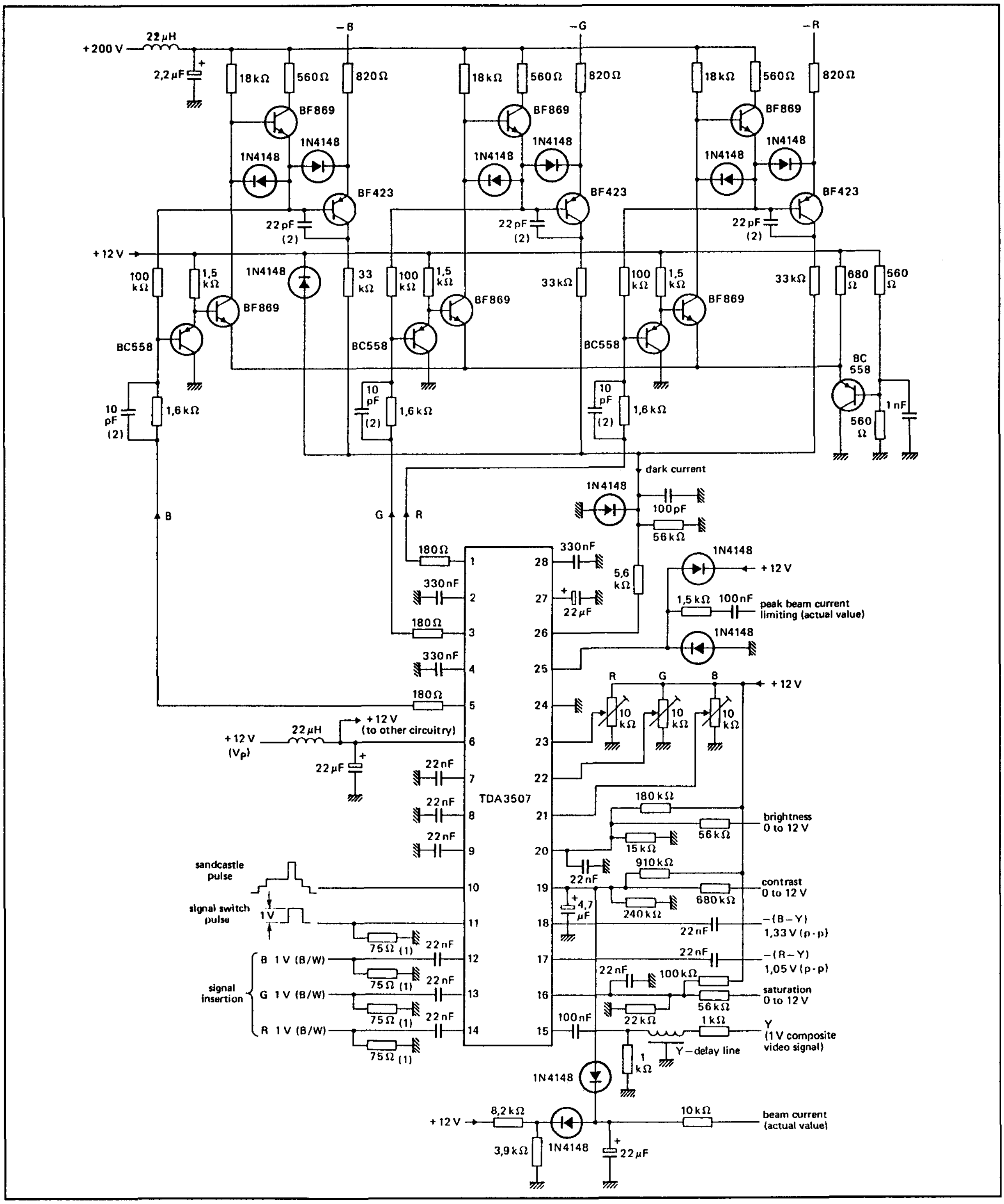
- De begrenzer van het wit-niveau is alleen actief op het moment dat de uitgangsspanning groter wordt dan 9,3 V. De aanvang van de begrenzingsactie wordt over één lijnperiode vertraagd, waardoor vervorming van het beeld bij testsignalen wordt voorkomen.
- De helderheidsregeling werkt met het invoegen van een variabele puls in het luminance-kanaal. De helderheid wordt hierdoor onafhankelijk van de versterking van de drie RGB-kanalen.
- De TDA 3561A is uitgerust met een uitgebreide onderdrukking voor de interne RGB-signalen, die actief wordt als wordt omgeschakeld naar het verwerken van externe signalen.
- Het IC bevat uitgebreide functies voor het onderdrukken van het 4,4 MHz residu in de RGB-uitgangstrappen.

De TDA 3561A is een uitgebreide en verbeterde versie van de voorganger TDA 3560.

Technische gegevens

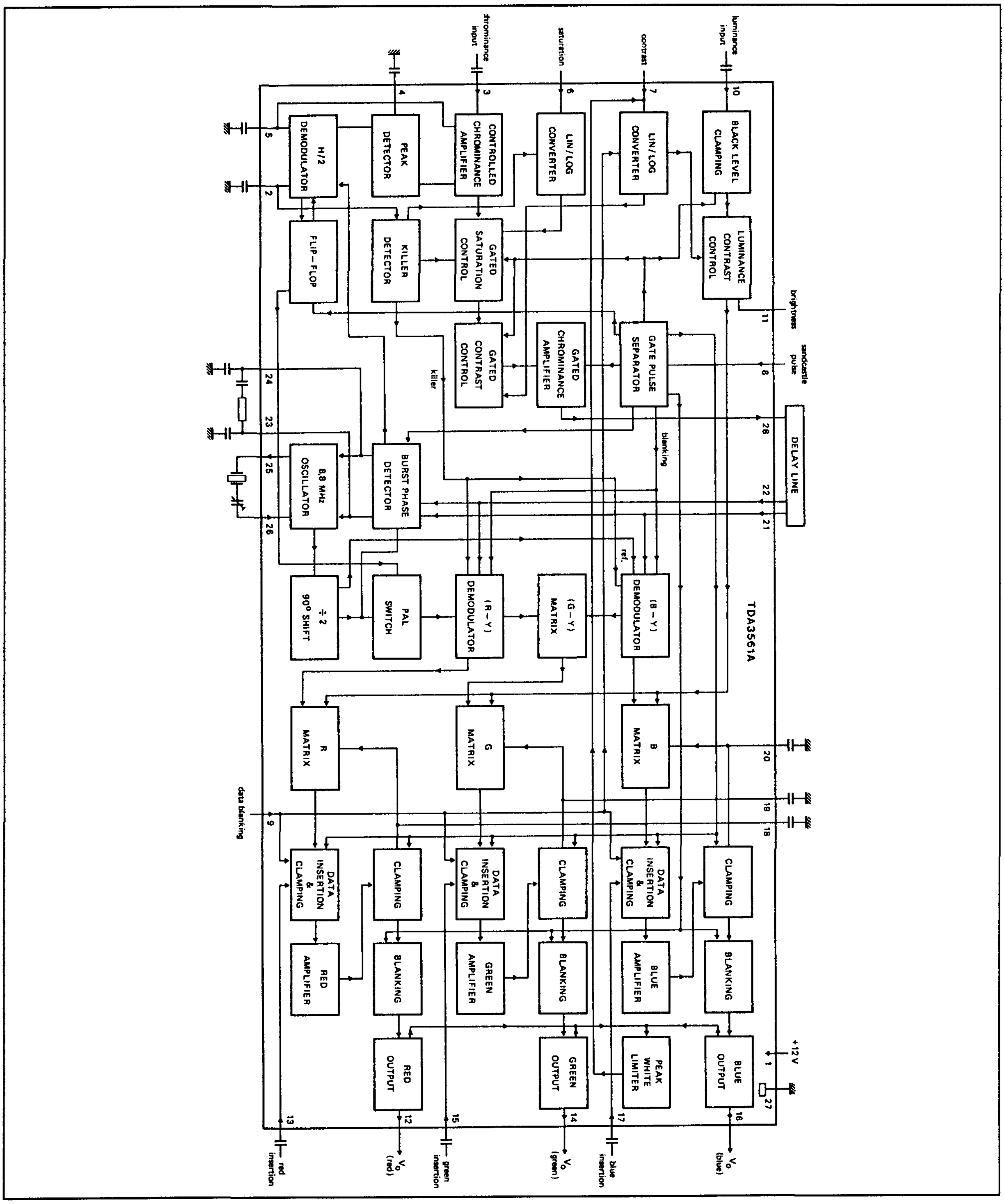
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-112
- intern blokschema: figuur 15/6.1-112
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 85 mA
- gegevens luminance-ingang:
  - ingangsspanning: 0,45 V
  - clipping-niveau: 2 V
  - ingangsstroom: 1 μA
  - contrast-bereik: -17 tot +3 dB
  - controle-spanning voor 40 dB verzwakking: 1,2 V
- gegevens chrominance-versterker:
  - ingangsspanning: 550 mV
  - ingangsimpedantie: 9 kΩ
  - ingangscapaciteit: 4 pF
  - AGC-bereik: 30 dB
  - versterking: 32 dB
  - uitgangssignaal: 1,7 V
  - vervorming: 1,5 %
  - doorlaatband: 5 MHz bij -2 dB
- gegevens RGB-versterkers:
  - uitgangsspanning: 5,4 V
  - max. wit-niveau: 9,6 V
  - max. uitgangsstroom: 15 mA
  - max. spreiding tussen R, G en B: 10 %
  - blancking-niveau: 2,3 V
  - signaal/ruis-afstand: 62 dB
  - uitgangsimpedantie: 50 Ω
  - frequentie-bereik: 5 MHz bij -3 dB

6.1 Type-beschrijving



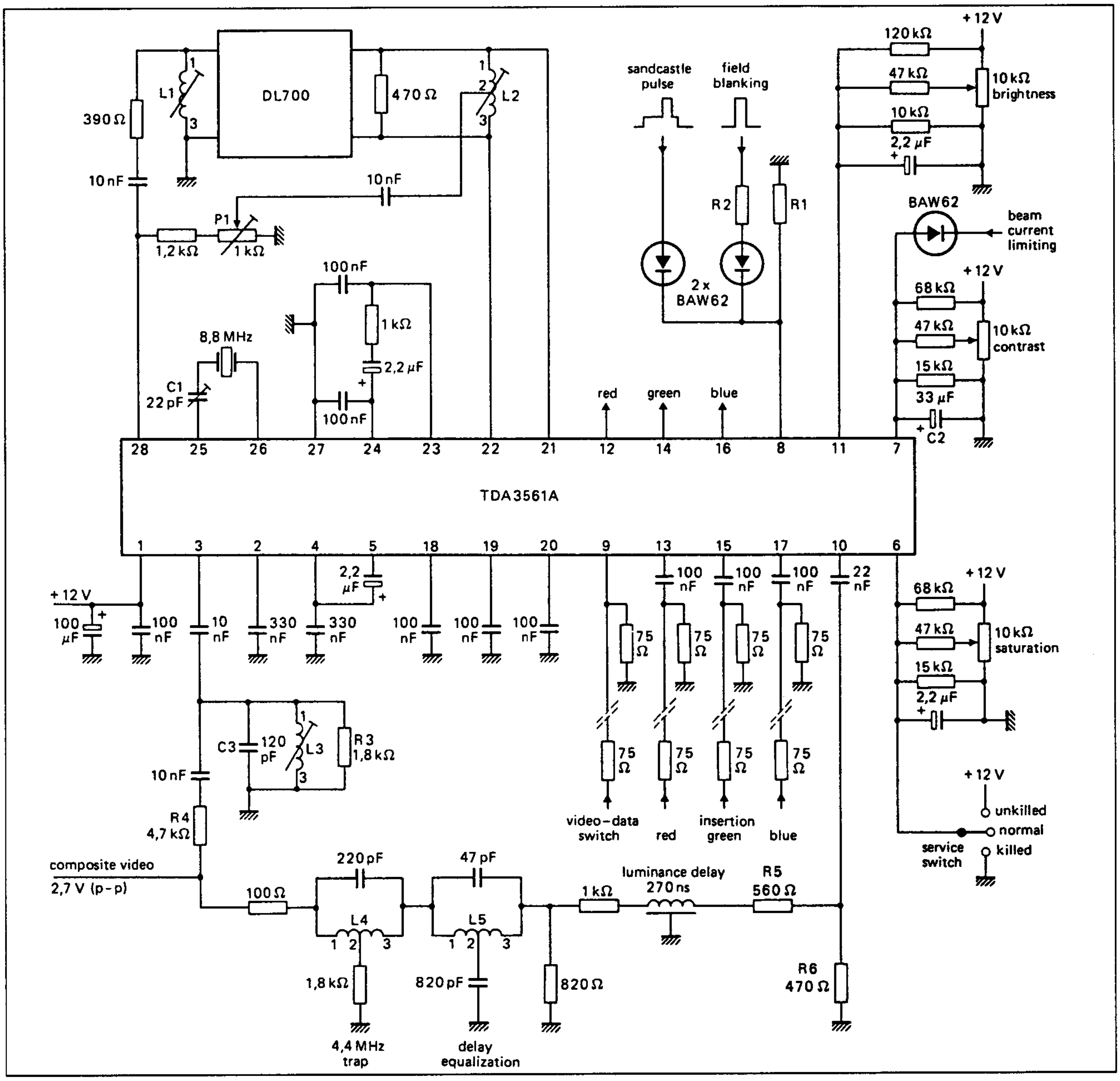
Figuur 15/6.1-111: Praktische schakeling rond de TDA 3507.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-112: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3561A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-113: Voorbeeld-schakeling rond de TDA 3561A.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 15/6.1-113:

Standaard-schakeling rond de TDA 3561A voor een video ingangsspanning van 2,7 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$.

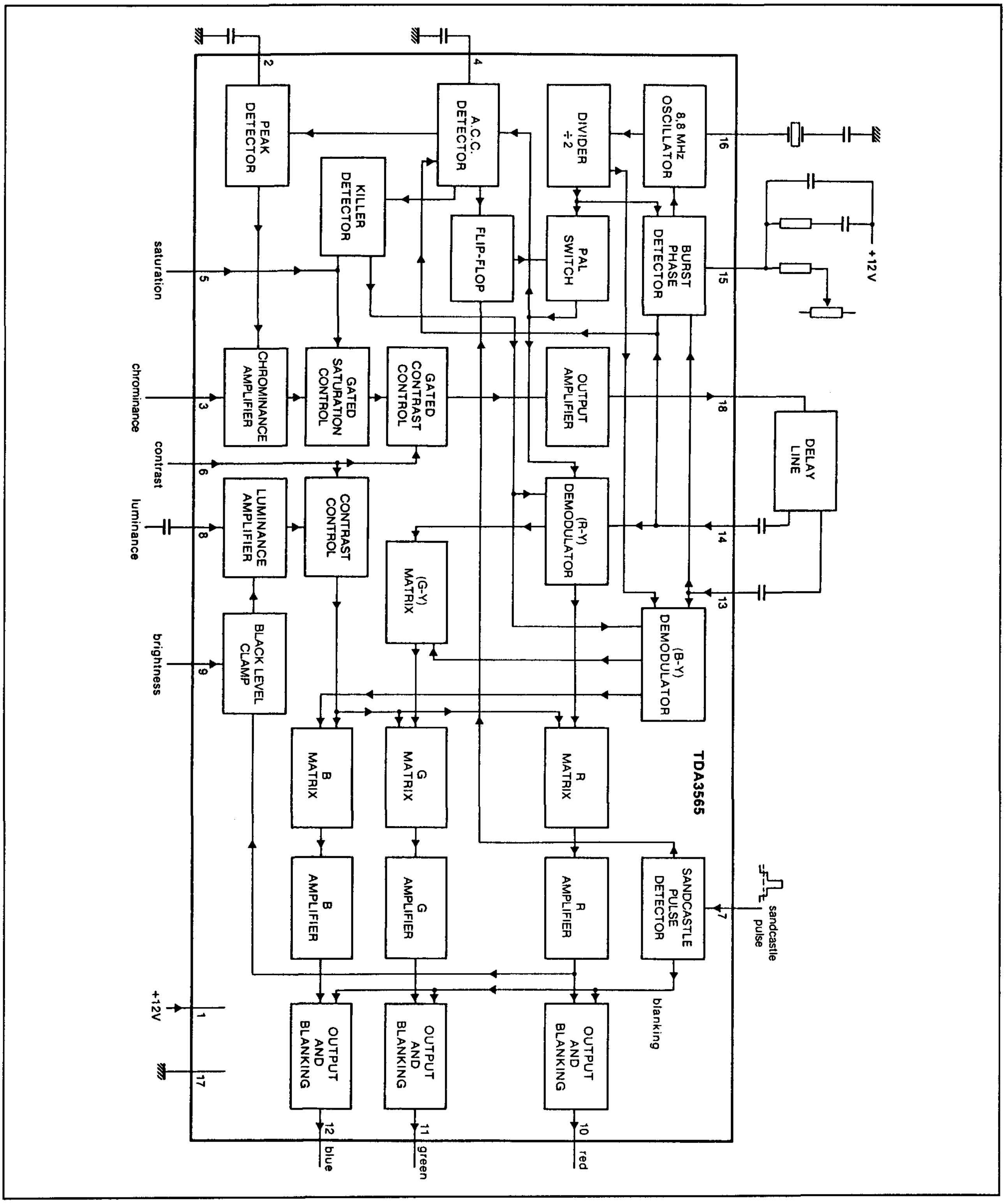
Voor een ingangsspanning van 1 V moet R3 worden weggelaten, R5 kortgesloten, R6 = 1 kΩ en R4 = 1 kΩ.

TDA 3565

PAL decoder

De TDA 3565 is een decoder voor de Europese PAL-standaard. De schakeling bevat alle noodzakelijke functies voor het identificeren en decoderen van PAL-signalen. De voornaamste eigenschappen van de schakeling kunnen als volgt worden samengevat:

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-114: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3565.

- De oscillator, AGC-detector, en burst fase-detector hebben afzonderlijke uitgangen.
- Clamping voor het zwart-niveau wordt uitgevoerd door een signaal van het rode kanaal terug te koppelen.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-113
- intern blokschema: figuur 15/6.1-113
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 85 mA
- gegevens luminance-ingang:
  - ingangsspanning: 0,45 V
  - ingangsimpedantie: 2,0 kΩ
  - clipping-niveau: 0,7 V
  - ingangsstroom: 0,15 μA
  - contrast-bereik: -17 tot +3 dB
- gegevens chrominance-versterker:
  - ingangsspanning: 550 mV
  - ingangsimpedantie: 8 kΩ
  - ingangscapaciteit: 4 pF
  - AGC-bereik: 30 dB
  - versterking: 32 dB
  - uitgangssignaal: 4,5 V
  - vervorming: 3,0 %
  - doorlaatband: 5 MHz bij -2 dB
- gegevens RGB-versterkers:
  - uitgangsspanning: 5,0 V
  - max. wit-niveau: 9,6 V
  - max. uitgangsstroom: 15 mA
  - max. spreiding tussen R, G en B: 10 %
  - blanking-niveau: 2,3 V
  - signaal/ruis-afstand: 62 dB
  - uitgangsimpedantie: 50 Ω
  - frequentie-bereik: 5 MHz bij -3 dB

Voorbeeld-schakeling
- figuur 15/6.1-115:

Standaard-schakeling rond de TDA 3565 voor een video ingangsspanning van 2,7 $V_{top-tot-top}$.

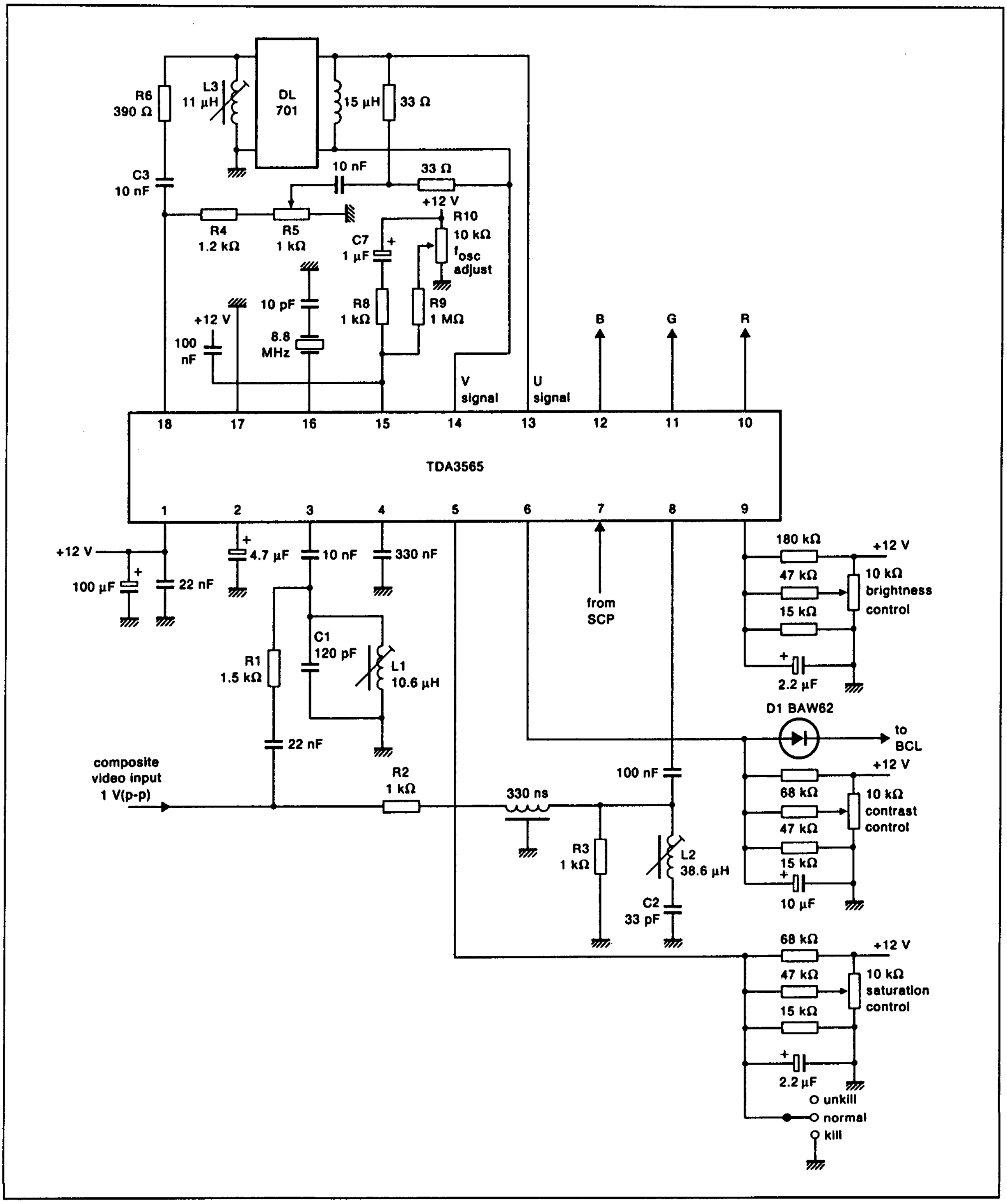
TDA 3566

PAL/NTSC decoder

De TDA 3566 is een decoder voor de Europese PAL en de Amerikaanse NTSC-standaarden. De schakeling bevat alle noodzakelijke functies voor het identificeren en decoderen van PAL- of NTCS-signalen. De voornaamste eigenschappen van de schakeling kunnen als volgt worden samengevat:
- De schakeling bevat een luminance-versterker, een RGB-matrix en een uitgangsversterker.
- De eindversterkers leveren signalen met een niveau van 4 $V_{top-tot-top}$, waarmee de eindtrappen zijn aan te sturen.
- Het IC bevat ingangen, waarmee analoge en digitale gegevens kunnen worden ingevoerd, bijvoorbeeld voor Teletex.

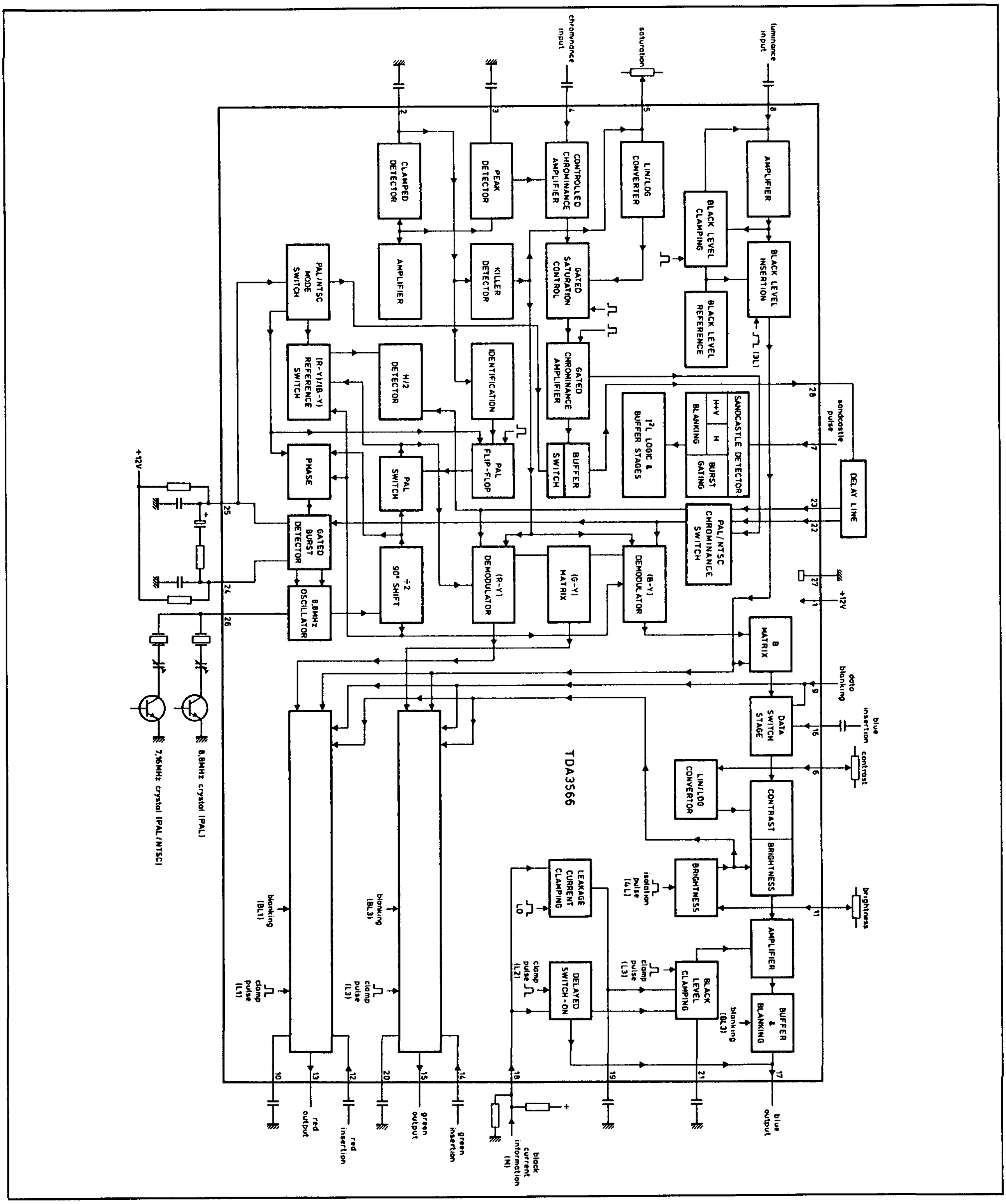
Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-116
- intern blokschema: figuur 15/6.1-116
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 110 mA
- gegevens luminance-ingang:
  - ingangsspanning: 0,45 V
  - ingangsstroom: 1 μA
  - contrast-bereik: -15 tot +5 dB
- gegevens chrominance-versterker:
  - ingangsspanning: 390 mV
  - ingangsimpedantie: 10 kΩ
  - ingangscapaciteit: 6,5 pF
  - AGC-bereik: 30 dB
  - versterking: 34 dB
  - uitgangssignaal: 5 V
  - vervorming: 5,0 %
  - doorlaatband: 5 MHz bij -2 dB
- gegevens RGB-versterkers:
  - uitgangsspanning: 4,0 V
  - max. wit-niveau: 10 V
  - max. uitgangsstroom: 10 mA
  - max. spreiding tussen R, G en B: 10 %
  - blanking-niveau: 1,1 V
  - signaal/ruis-afstand: 62 dB
  - uitgangsimpedantie: 50 Ω
  - frequentie-bereik: 9 MHz bij -3 dB

6.1 Type-beschrijving



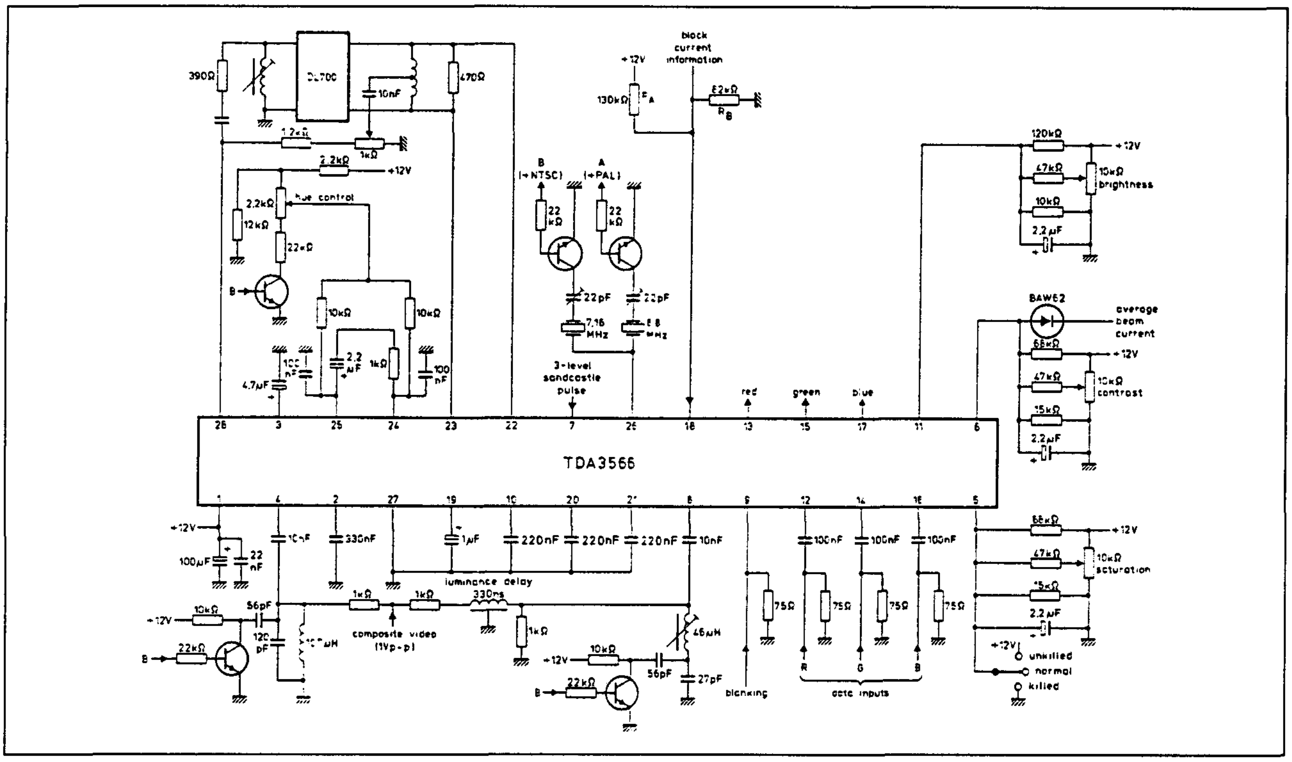
Figuur 15/6.1-115: Voorbeeld-schakeling rond de TDA 3565.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-116: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3566.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-117: Voorbeeld-schakeling van een PAL/NTSC-decoder rond de TDA 3566.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/6.1-117:

Standaard-schakeling van een PAL/NTCS-decoder rond de TDA 3566.

- figuur 15/6.1-118:

Voorbeeld-schakeling van een PAL/SECAM-decoder met de TDA 3566 en de TDA 3590, waarbij het eerst genoemde IC als PAL-decoder wordt gebruikt en het tweede als SECAM-processor.

TDA 3567

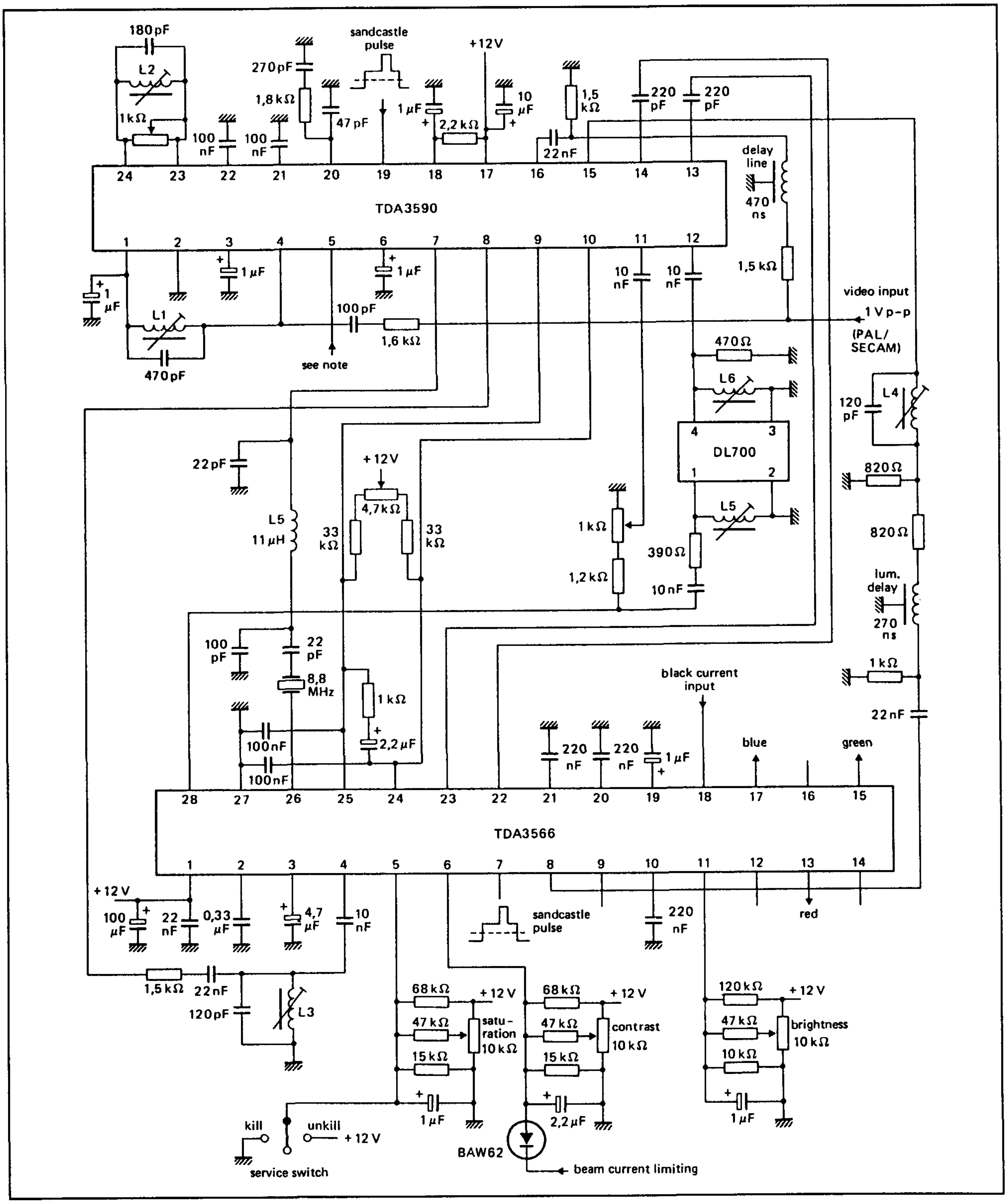
NTSC decoder

De TDA 3567 is een decoder voor de Amerikaanse NTSC-standaard. De schakeling bevat alle noodzakelijke functies voor het identificeren en decoderen van NTSC-signalen. Daarnaast bevat de schakeling een luminance-versterker, een RGB-matrix en een uitgangsversterker. De uitgangen leveren signalen met een top-tot-top waarde van 5 V, zodat rechtstreeks besturing van eindtrappen mogelijk is.

Technische gegevens

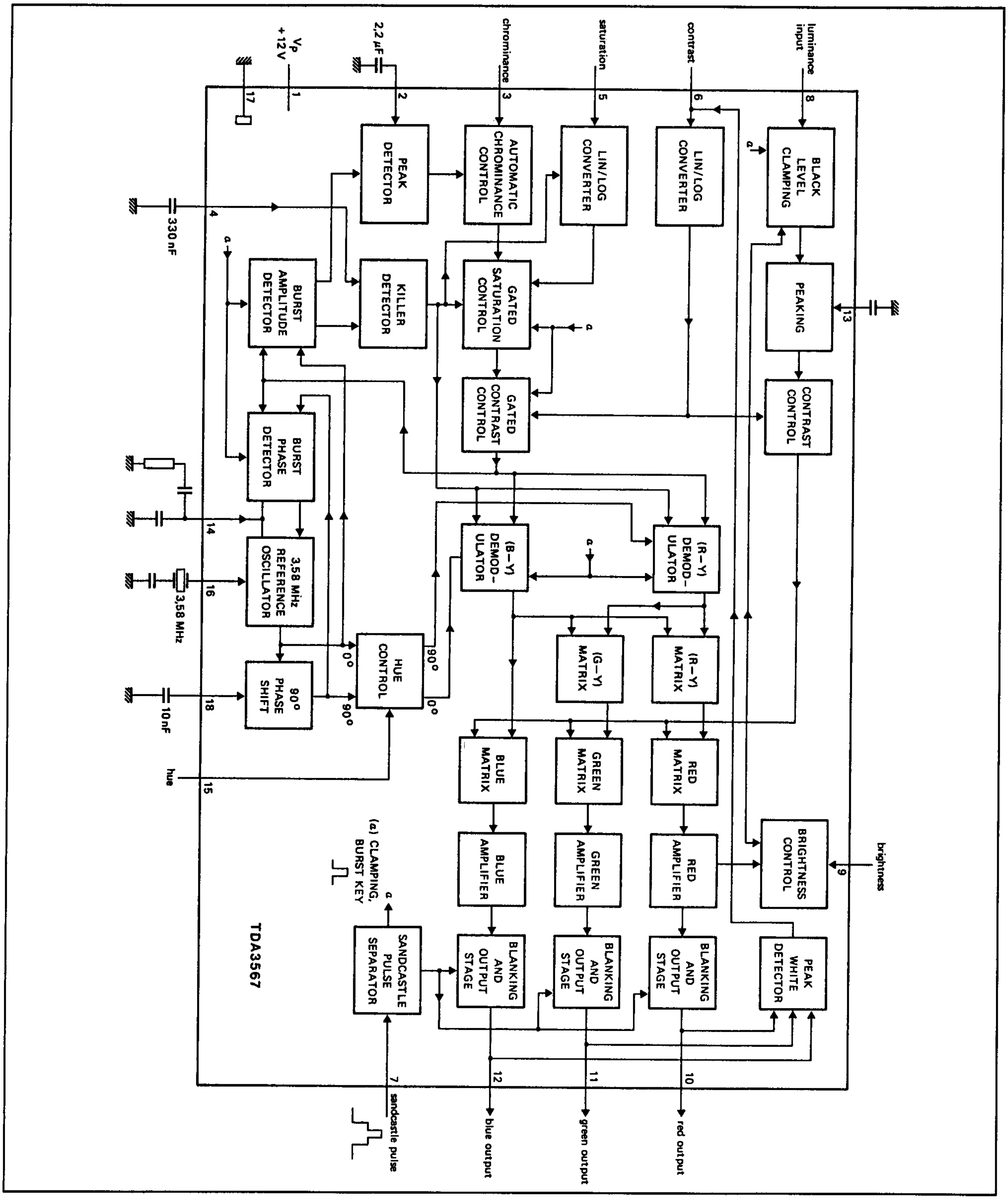
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-119
- intern blokschema: figuur 15/6.1-119
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 65 mA
- gegevens luminance-ingang:
  - ingangsspanning: 0,45 V
  - contrast-bereik: 20 dB
- gegevens chrominance-versterker:
  - ingangsspanning: 550 mV
  - ingangsimpedantie: 8 kΩ
  - ingangscapaciteit: 4 pF
  - AGC-bereik: 30 dB
- gegevens RGB-versterkers:
  - uitgangsspanning: 5,0 V
  - max. wit-niveau: 9,6 V
  - max. uitgangsstroom: 10 mA
  - max. spreiding tussen R, G en B: 10 %
  - blanking-niveau: 2,15 V
  - signaal/ruis-afstand: 62 dB
  - uitgangsimpedantie: 50 Ω
  - frequentie-bereik: 5 MHz bij -3 dB

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-118: PAL/SECAM-decoder, waarbij de TDA 3566 wordt ingezet voor het decoderen van de PAL-signalen.

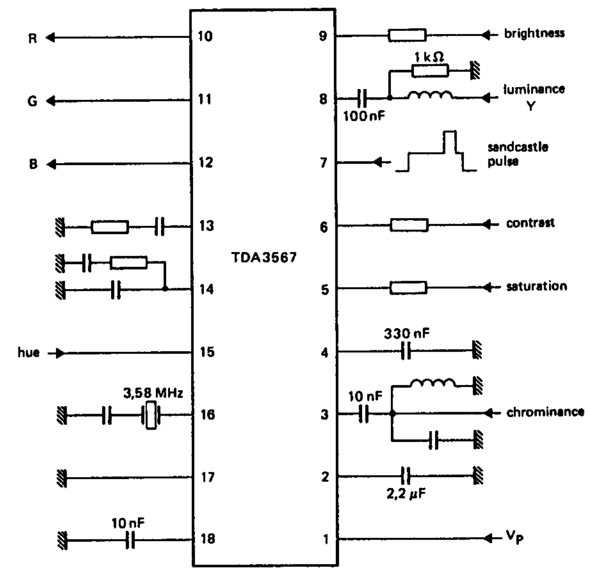
6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-119: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3567.

6.1 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakeling
- figuur 15/6.1-120:
Standaard-schakeling rond de TDA 3567.



Figuur 15/6.1-120: Voorbeeld-schakeling rond de TDA 3567.

TDA 3569

NTSC decoder met RGB blanking

De TDA 3569 is een decoder voor de Amerikaanse NTSC-standaard. De schakeling bevat alle noodzakelijke functies voor het identificeren en decoderen van PAL-signalen en daarnaast een luminance-versterker, een RGB-matrix en -eindversterkers. Het IC bevat een ingebouwde faciliteit voor het snel onderdrukken van de RGB-uitgangssignalen.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-20
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-121
- intern blokschema: figuur 15/6.1-121
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 80 mA
- gegevens luminance-ingang:
  - ingangsspanning: 0,45 V
  - ingangsimpedantie: 2,0 kΩ
  - clipping-niveau: 1,0 V
  - ingangsstroom: 0,15 µA
  - contrast-bereik: -17 tot +3 dB
- gegevens chrominance-versterker:
  - ingangsspanning: 550 mV
  - ingangsimpedantie: 8 kΩ
  - ingangscapaciteit: 4 pF
  - AGC-bereik: 30 dB
- gegevens RGB-versterkers:
  - uitgangsspanning: 5,0 V
  - max. wit-niveau: 9,6 V
  - max. uitgangsstroom: 10 mA
  - max. spreiding tussen R, G en B: 10 %
  - blanking-niveau: 2,15 V
  - signaal/ruis-afstand: 62 dB
  - uitgangsimpedantie: 50 Ω
  - frequentie-bereik: 5 MHz bij -3 dB

Voorbeeld-schakeling
- figuur 15/6.1-122:
Standaard-schakeling rond de TDA 3569 voor een video ingangsspanning van 1 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$.

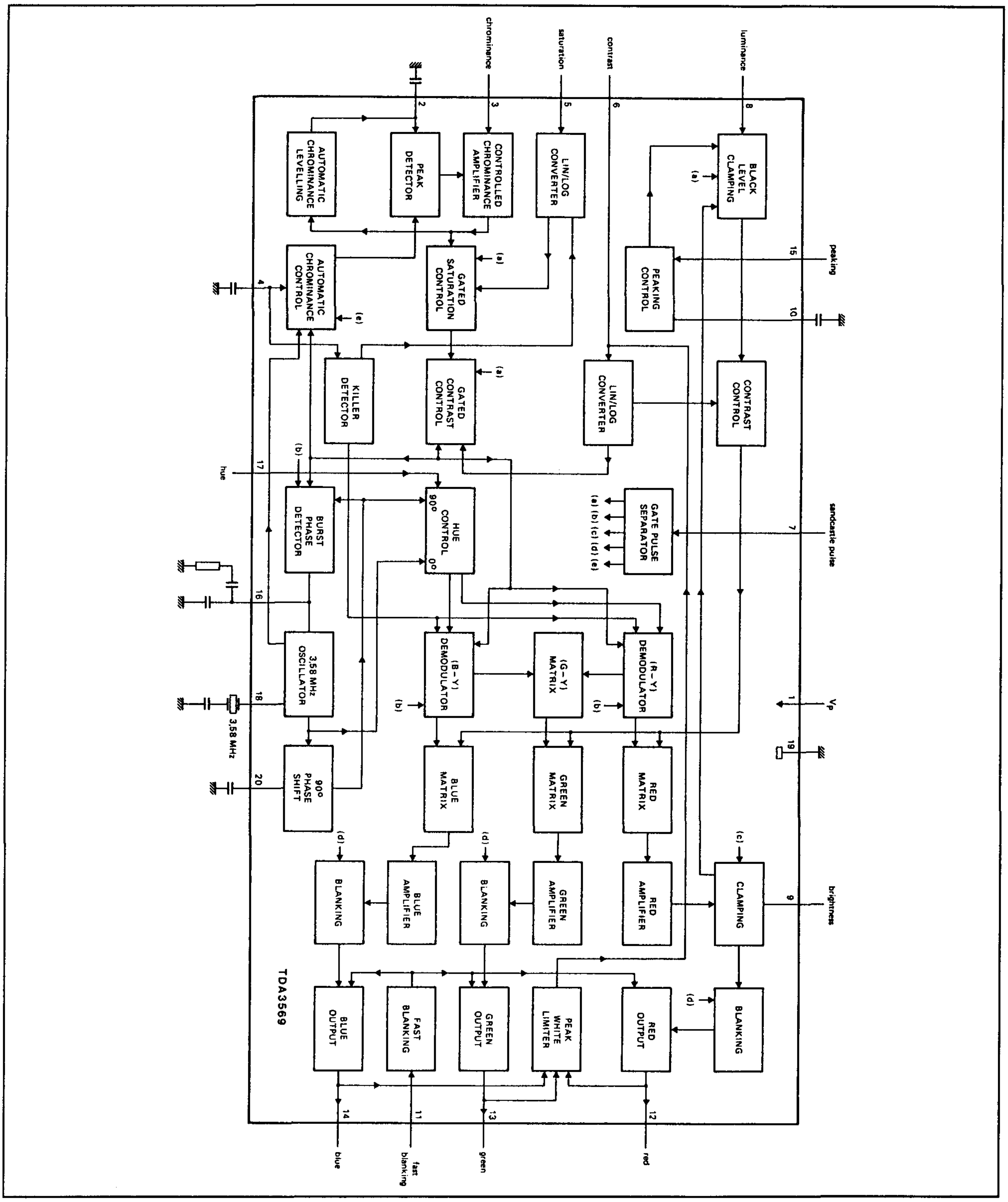
TDA 3590A

SECAM processor

De TDA 3590A converteert SECAM-signalen volgens de Franse standaard naar quasi PAL-signalen.

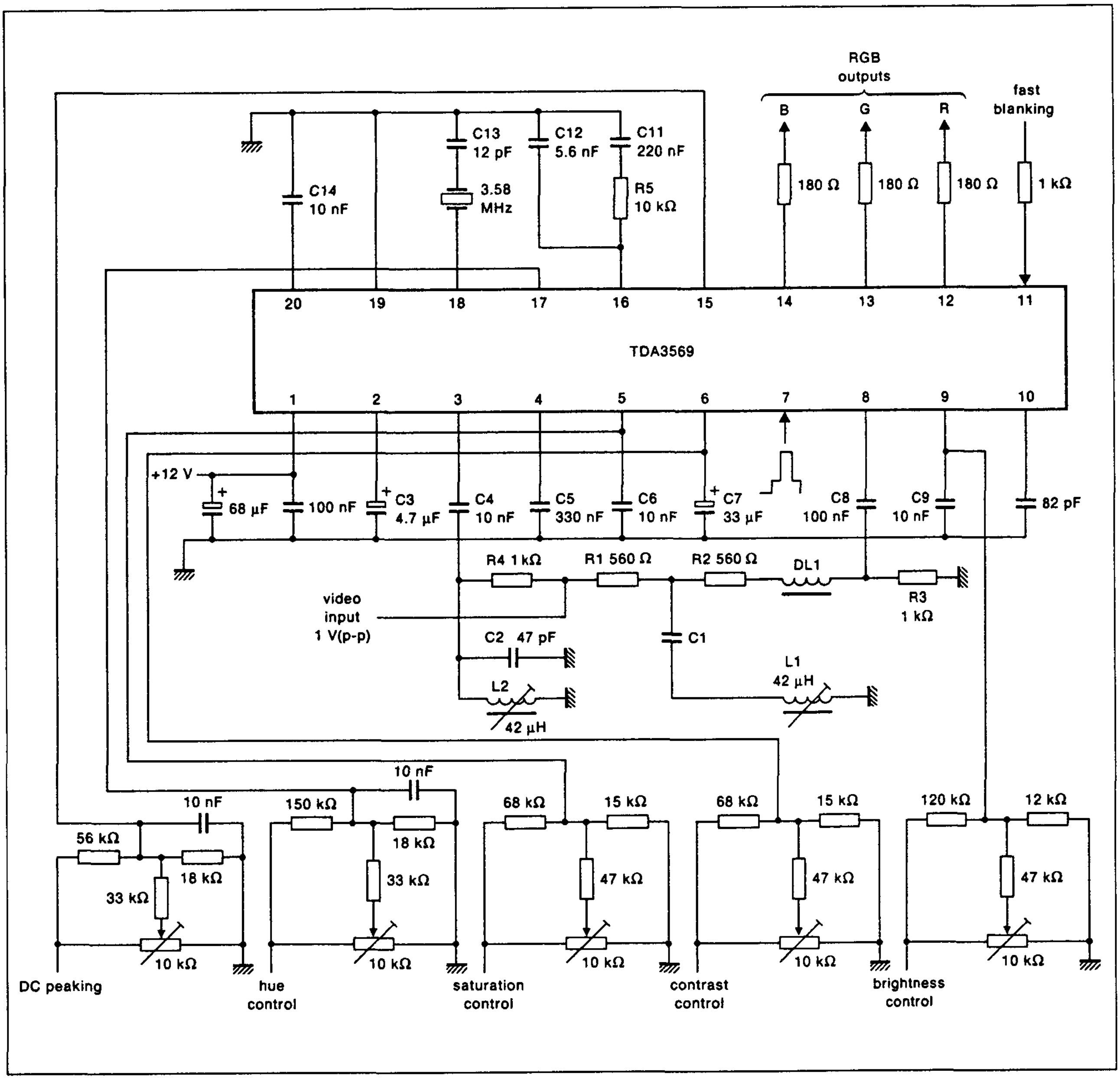
De schakeling combineert alle functies van de TDA 3590, TDA 3591 en TDA 3591A en vormt zodoende een volledig geïntegreerde SECAM-processor. De schakeling kan gebruikt worden in combinatie met de TDA 3561A, TDA 3562A of TDA 3566 voor het samenstellen van een SECAM/PAL/NTCS zwart/wit-systeem.
De schakeling bevat de volgende functies:

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-121: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3569.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-122: Voorbeeld-schakeling rond de TDA 3569.

- begrenzende versterker voor het chrominance-signaal;
- SECAM-demodulator;
- clamp-schakelingen voor het kleurverschil-signaal;
- een modulator om het kleurverschilsignaal om te zetten in fase-gemoduleerde signalen;
- identificatie-schakelingen voor SECAM-, horizontale en vertikale signalen;
- delers die uit een 8,8 MHz signaal de 4,4 MHz draaggolf genereren;
- detector voor de sandcastle-puls;
- SECAM-schakelaar;
- video-versterker.

6.1 Type-beschrijving

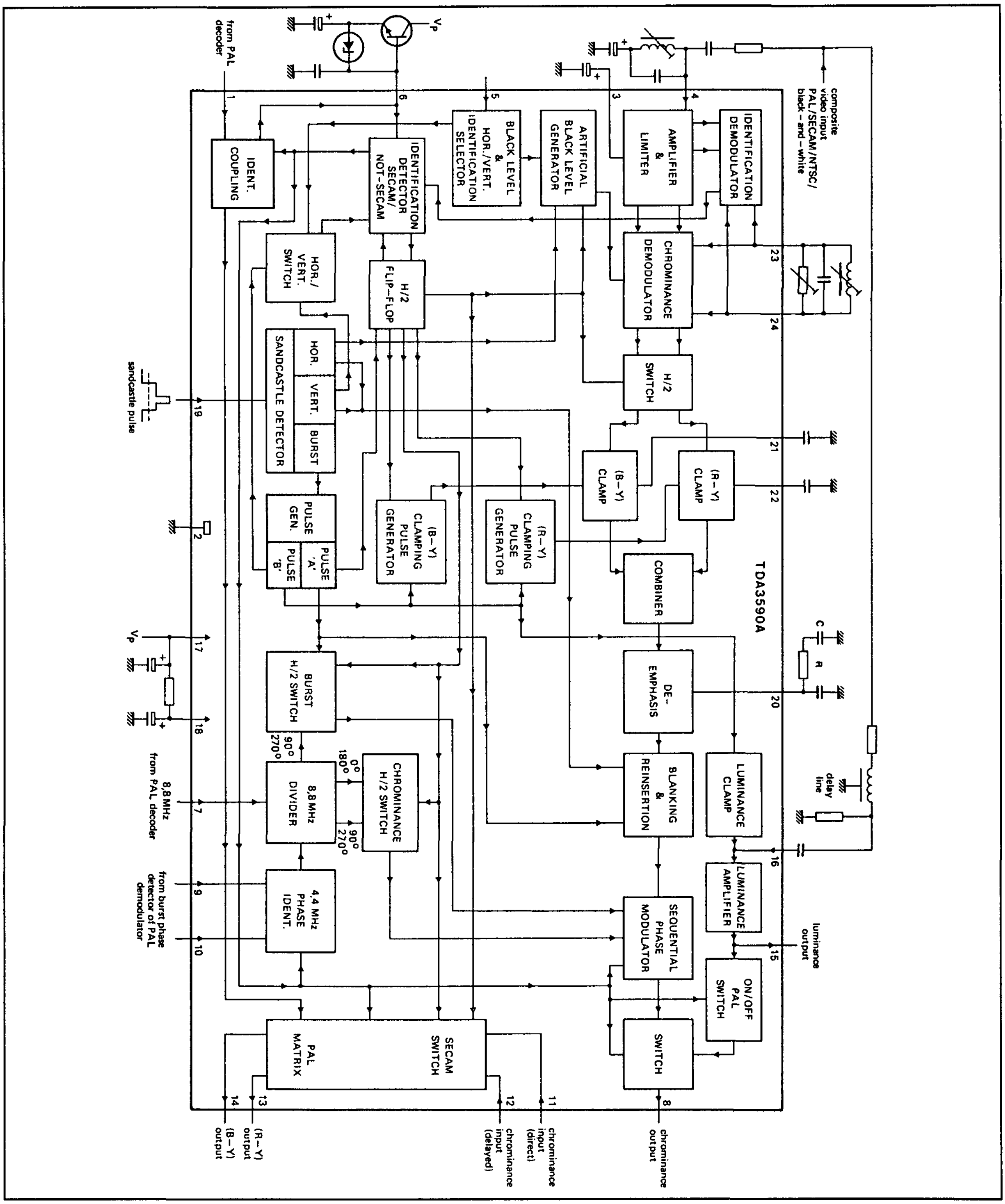
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-123
- intern blokschema: figuur 15/6.1-124
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 100 mA
- gegevens chrominance-trap:
  - ingangsspanning PAL: 1,1 V
  - ingangsspanning SECAM: 300 mV
  - ingangsimpedantie: 10 kΩ
  - ingangscapaciteit: 5 pF
  - uitgangssignaal PAL: 900 mV
  - uitgangssignaal SECAM: 500 mV
  - uitgangsimpedantie: 50 Ω
  - clamping-drempel: 0,5 V
  - lineariteit: 92 % typisch
- gegevens SECAM-identifier:
  - drempel voor hor. ident.: 8 V
  - drempel voor vert. ident.: 10,5 V
  - spanning pen 6 voor PAL: 10,2 V
  - spanning pen 6 voor SECAM: 7,0 V
  - spanning$_{9\text{-}10}$ voor PAL: 10,2 V max.
  - spanning$_{9\text{-}10}$ voor SECAM: 10,5 V
- gegevens luminance-versterker:
  - ingangssignaal: 1,7 V
  - versterking: 8 dB
  - ingangsstroom: 1 μA
  - ingangsimpedantie: 2,9 kΩ
  - uitgangsimpedantie: 20 Ω
  - frequentiebereik: 6 MHz
- gegevens PAL/SECAM-schakelaar:
  - amplitude burst: 60 mV
  - ingangsimpedantie: 900 Ω
  - ingangscapaciteit: 3 pF
  - versterking voor PAL: 0,5 dB
  - versterking voor SECAM: 6 dB
  - fase-fout: 3,5° max.
  - uitgangsimpedantie: 50 Ω

1. Identification coupling input for PAL/not-PAL identification using half the saturation voltage of the PAL decoder.
2. Ground.
3. Limiter feedback.
4. SECAM video input.
5. Identification selection input using a d.c. level to preset the identification mode of horizontal/vertical detection + black level clamping/insertion.
6. Storage circuit input to SECAM/not-SECAM identification detector.
7. Divider circuit input of 8,8 MHz from the PAL decoder.
8. Chrominance signal output comprising PAL or processed SECAM (quasi-PAL).
9. Carrier signal phase identification input from the burst phase detector of the PAL decoder.
10. As for pin 9.
11. Direct chrominance input to SECAM switch/PAL matrix.
12. Delayed chrominance input to SECAM switch/PAL matrix.
13. Colour difference output (R-Y).
14. Colour difference output (B-Y).
15. Luminance output.
16. Luminance/PAL input.
17. Positive supply voltage (V_P).
18. Decoupled positive supply voltage.
19. Three-level sandcastle pulse input.
20. De-emphasis circuit connection.
21. Storage capacitor connection for (B-Y) clamp.
22. Storage capacitor connection for (R-Y) clamp.
23. Connection for reference tuned circuit for SECAM chrominance and identification demodulators.
24. As for pin 23.

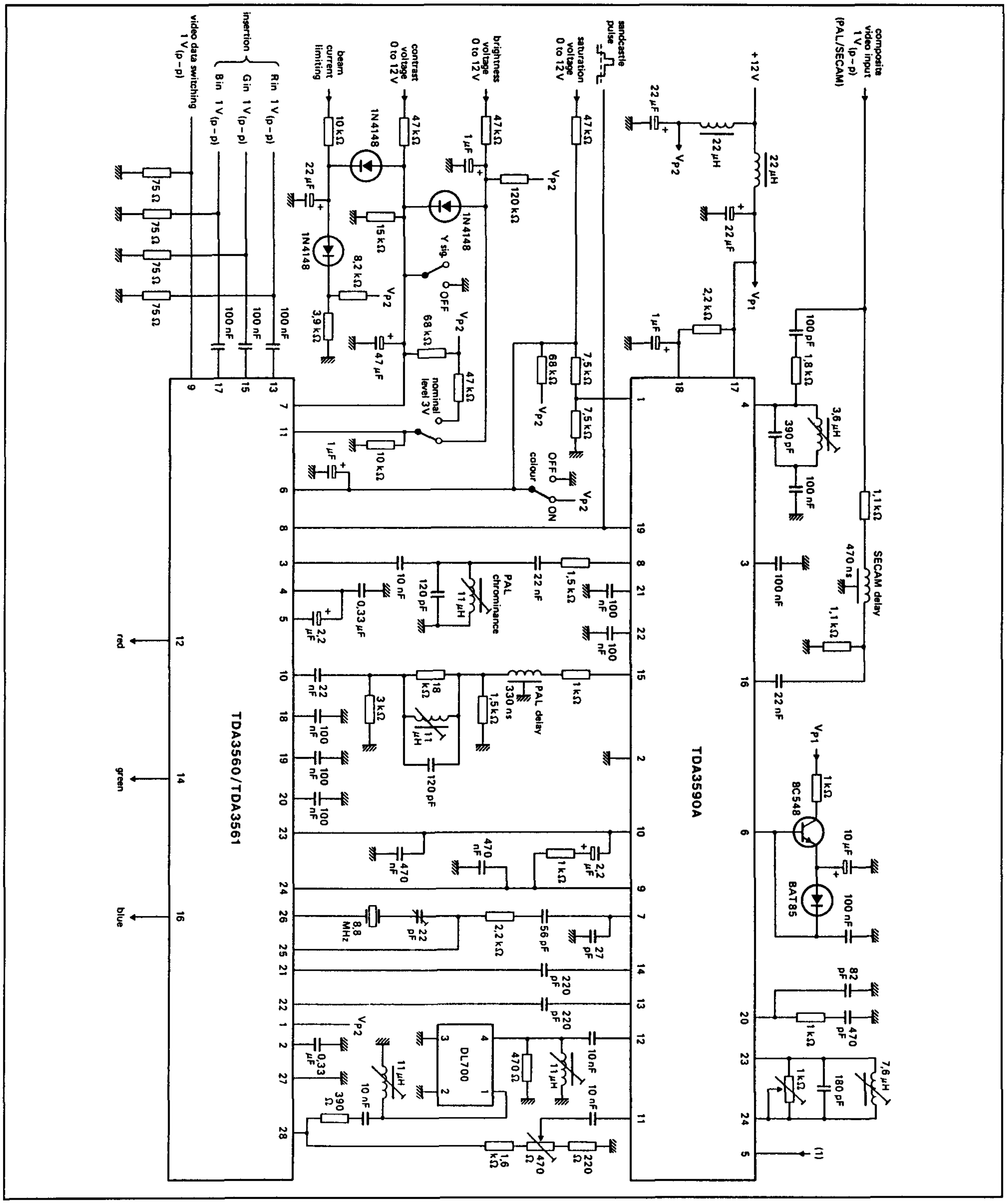
Figuur 15/6.1-123: Aansluitgegevens van de TDA 3590A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-124: Intern blokschema van de TDA 3590A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-125: Gecombineerde PAL- en SECAM-decoder met de TDA 3590A.

6.1 Type-beschrijving

1. Ground.
2. Limiter feedback.
3. Limiter input: chrominance input SECAM; identification input SECAM/$\overline{\text{SECAM}}$.
4. Identification selection input using a DC level to preset the identification mode.
   At $V_4 < 2{,}9$ V the TDA3592A is preset for frame identification.
   At $V_4 > 4{,}1$ V the TDA3592A is preset for line identification.
5. Storage capacitor input for floating level identification.
6. Storage capacitor input to SECAM/$\overline{\text{SECAM}}$ identification circuit.
7. Double time-constant input to SECAM/$\overline{\text{SECAM}}$ identification circuit.
8. 4,43 MHz oscillator.
9. Sequentially modulated output.
10. Decoupling capacitor for miller integrator feedback circuit.
11. Direct input chrominance signal.
12. Delayed input chrominance signal.
13. PAL/$\overline{\text{PAL}}$ input signal from PAL decoder.
14. Chrominance output signal.
15. Luminance output signal.
16. Luminance/$\overline{\text{SECAM}}$ input signal.
17. Positive supply voltage (V_P).
18. Decoupled positive supply voltage.
19. Three-level sandcastle pulse input.
20. De-emphasis circuit connection: R = 560 Ω; C = 1 nF.
21. Storage capacitor connection for (R-Y) clamp.
22. Storage capacitor connection for (B-Y) clamp.
23. Demodulator reference tuned circuit: nominal frequency = 4,33 MHz; nominal Q_L = 2,45.
24. As for pin 23.

Figuur 15/6.1-126: Aansluitgegevens van de TDA 3592A.

Voorbeeld-schakeling

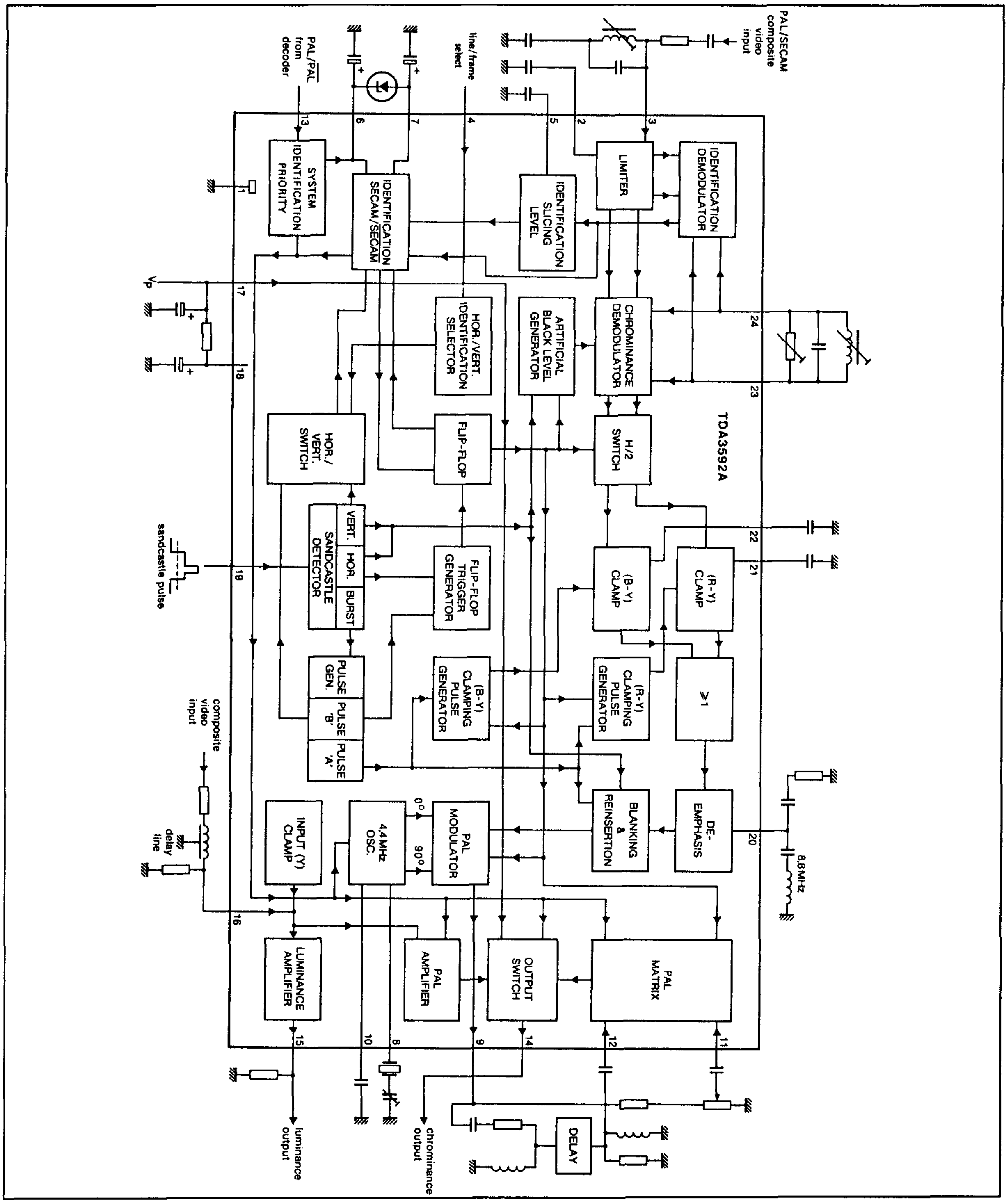
– figuur 15/6.1-125:
Standaard-schakeling rond de TDA 3590A en de TDA 3560 of 3561 voor een gecombineerde decoder voor PAL en SECAM.

TDA 3592A

SECAM/PAL transcoder

De TDA3592A converteert SECAM-signalen volgens de Franse standaard naar "echte" PAL-signalen en kan worden gebruikt in combinatie met gelijk welke PAL-decoder.
De schakeling bevat de volgende functies:
– begrenzende versterker voor het chrominance-signaal;

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-127: Intern blokschema van de TDA 3592A.

6.1 Type-beschrijving

- SECAM-demodulator;
- clamp-schakelingen voor het kleurverschil-signaal;
- een modulator om het kleurverschil-signaal om te zetten in een "echt" PAL-signaal;
- 4,43 MHz oscillator;
- identificatie-schakelingen voor de horizontale en vertikale SECAM-signalen;
- detector voor de sandcastle-puls;
- stroombesparende schakeling, die het IC gedeeltelijk uitschakelt als de voedingsspanning lager wordt dan 5 V: het SECAM-signaalpad blijft actief, maar de transcoder-functie wordt uitgeschakeld.

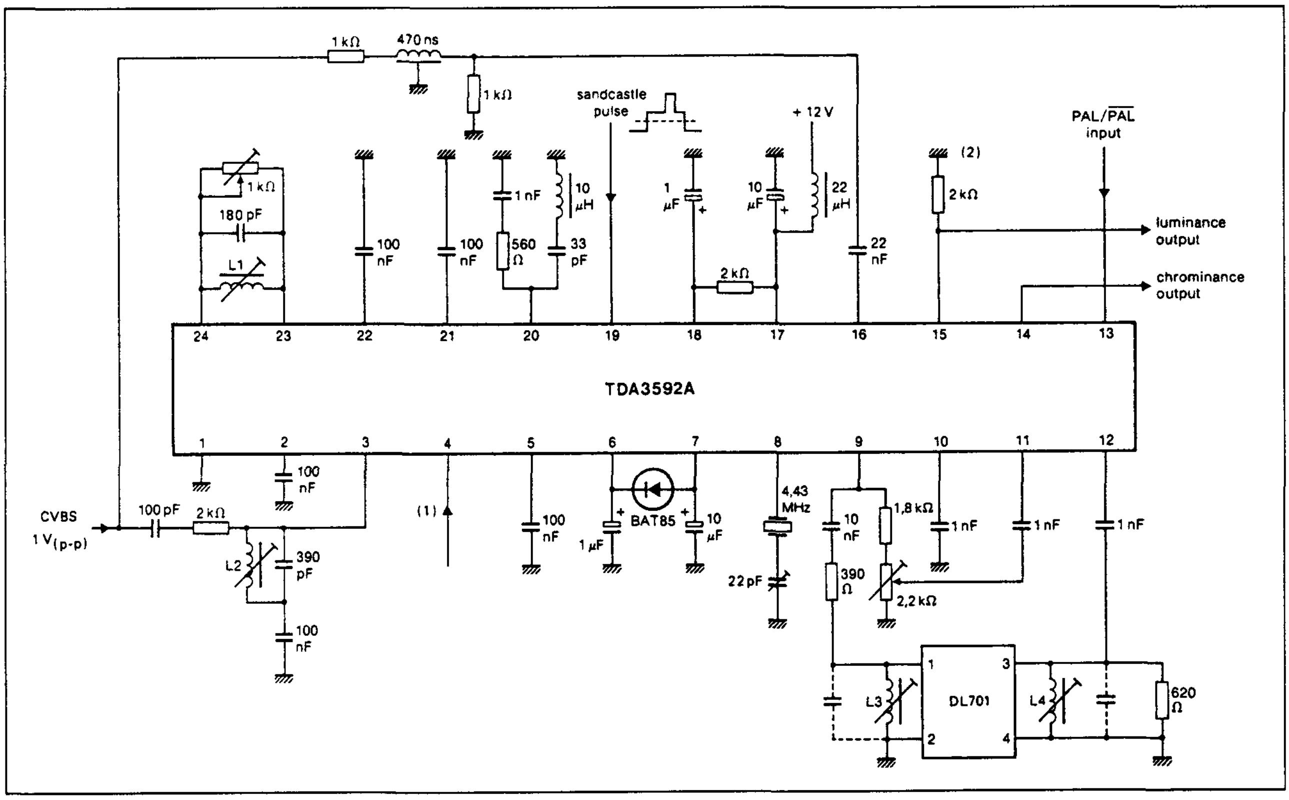
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-126
- intern blokschema: figuur 15/6.1-127
- maximale voedingsspanning: 13,2 V
- maximale voedingsstroom: 115 mA
- gegevens chrominance-trap:
  - ingangsspanning SECAM: 1100 mV
  - ingangsimpedantie: 14,6 kΩ
  - ingangscapaciteit: 5 pF
- gegevens SECAM-identifier:
  - drempel voor hor. ident.: 4,1 V
  - drempel voor vert. ident.: 2,9 V
  - spanning pen 6 voor PAL: 10,2 V
  - spanning pen 6 voor SECAM: 11,5 V
- gegevens luminance-versterker:
  - ingangssignaal: 1,7 V
  - versterking: 8,5 dB
  - ingangsstroom: 1 μA
  - uitgangsimpedantie: 20 Ω
  - frequentiebereik: 6 MHz

Voorbeeld-schakeling

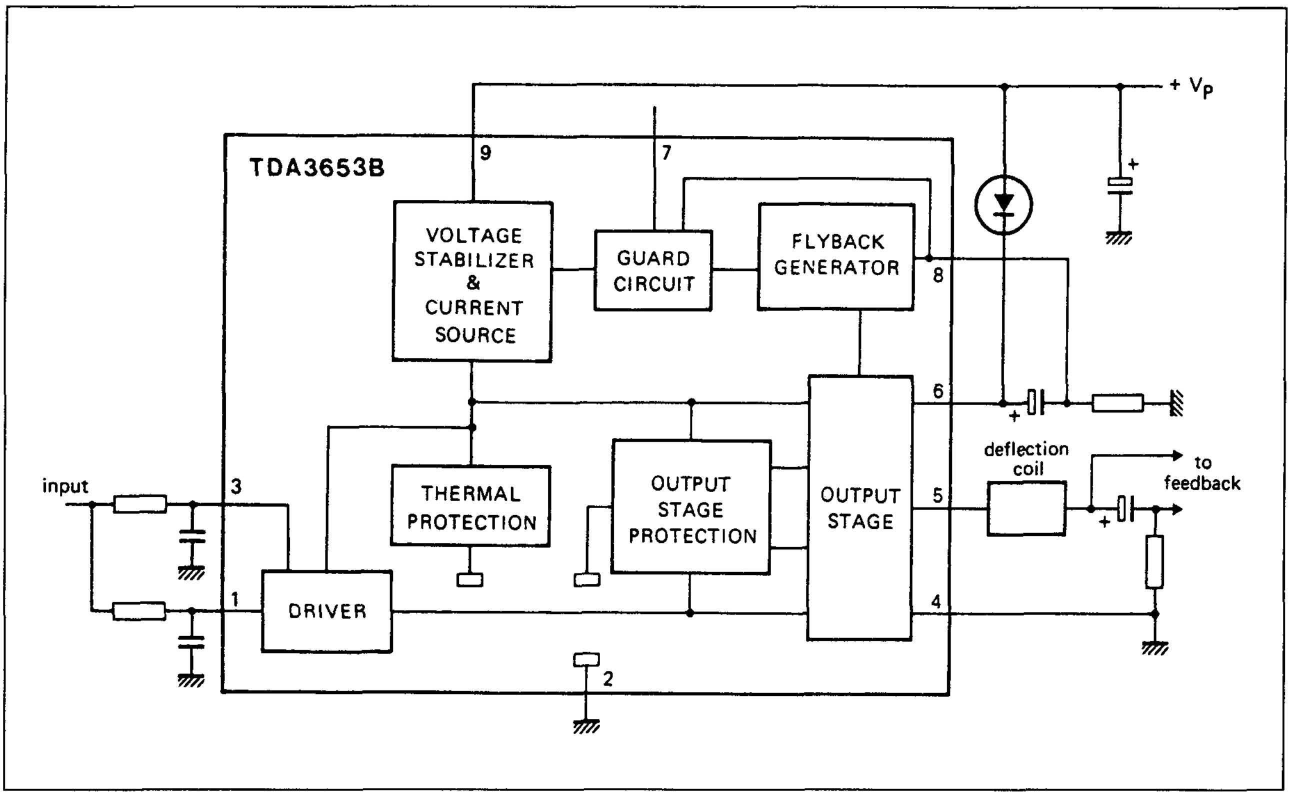
- figuur 15/6.1-128:

Standaard-schakeling rond de TDA 3592A voor een SECAM naar PAL omzetter.



Figuur 15/6.1-128: SECAM/PAL-transcoder met de TDA 3592A.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-129: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3653B.

TDA 3653B

Vertikale afbuiging

De TDA 3653B is een uitgangsschakeling voor de vertikale afbuiging met een maximale uitgangsstroom van 1,5 A.
De schakeling bevat de volgende blokken:
- drivertrap;
- uitgangstrap;
- thermische beveiliging;
- flyback-generator;
- spanningsstabilisator.

Technische gegevens:

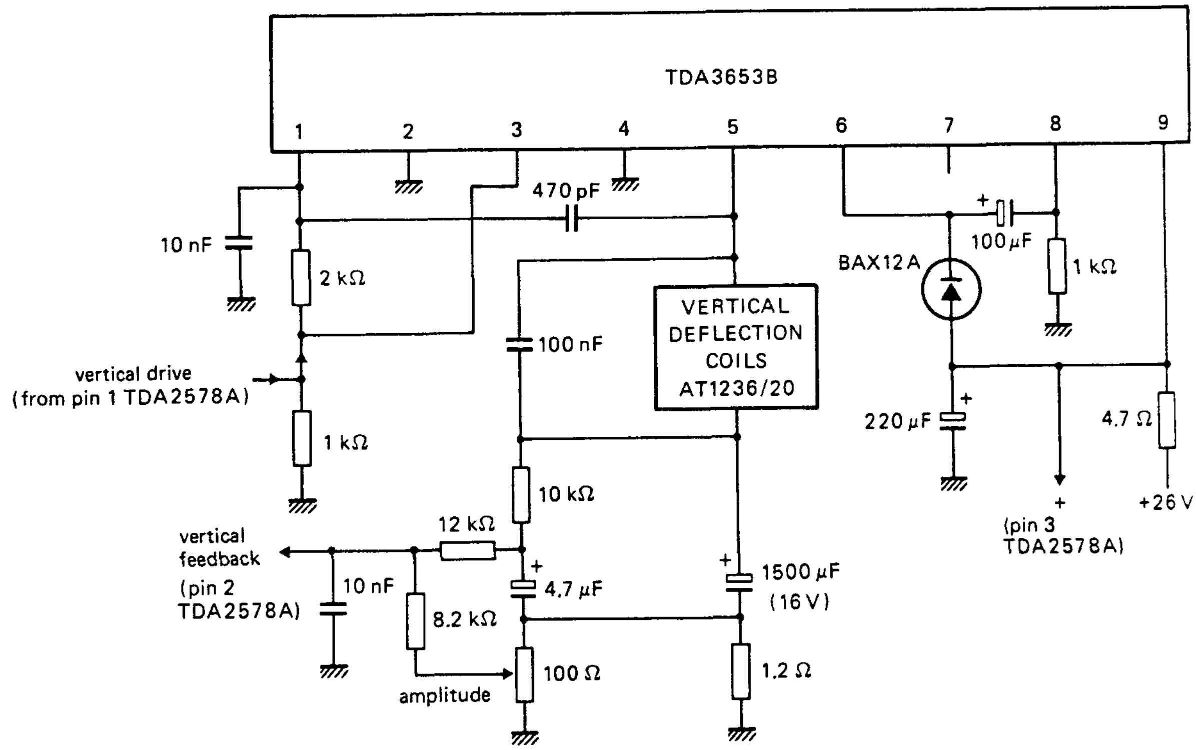
- fabrikant: Philips
- behuizing: SIL-9
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-129
- intern blokschema: figuur 15/6.1-129
- voedingsspanning: 40 V max.
- voeding uitgangstrap: 60 V max.
- uitgangsspanning: 60 V max.
- voedingsstroom: 85 mA max.
- ruststroom: 65 mA max.
- piekstroom uitgang: 1,5 A
- stroom fly-back: 0,85 A max.
- verzadigingsspanning uitgang: 2,8 V max.
- ingangsstroom: 0,55 mA
- ingangsspanning: 2,4 V max.
- ingangsimpedantie: 6,7 kΩ
- thermische protectie: 175 °C
- open lus versterking: 42 dB
- frequentiebereik: 40 kHz

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-130:

De TDA 3653B wordt hier gebruikt als eindtrap voor de vertikale afbuiging en moet gestuurd worden uit de signalen die de TDA 2578A levert.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-130: Standaard-applicatie rond de TDA 3653B.

TDA 3653C

Vertikale afbuiging

De TDA 3653C is een uitgangsschakeling voor de vertikale afbuiging met een maximale uitgangsstroom van 1,5 A.
De schakeling bevat de volgende blokken:
- drivertrap;
- uitgangstrap;
- thermische beveiliging;
- flyback-generator;
- spanningsstabilisator.

Technische gegevens:

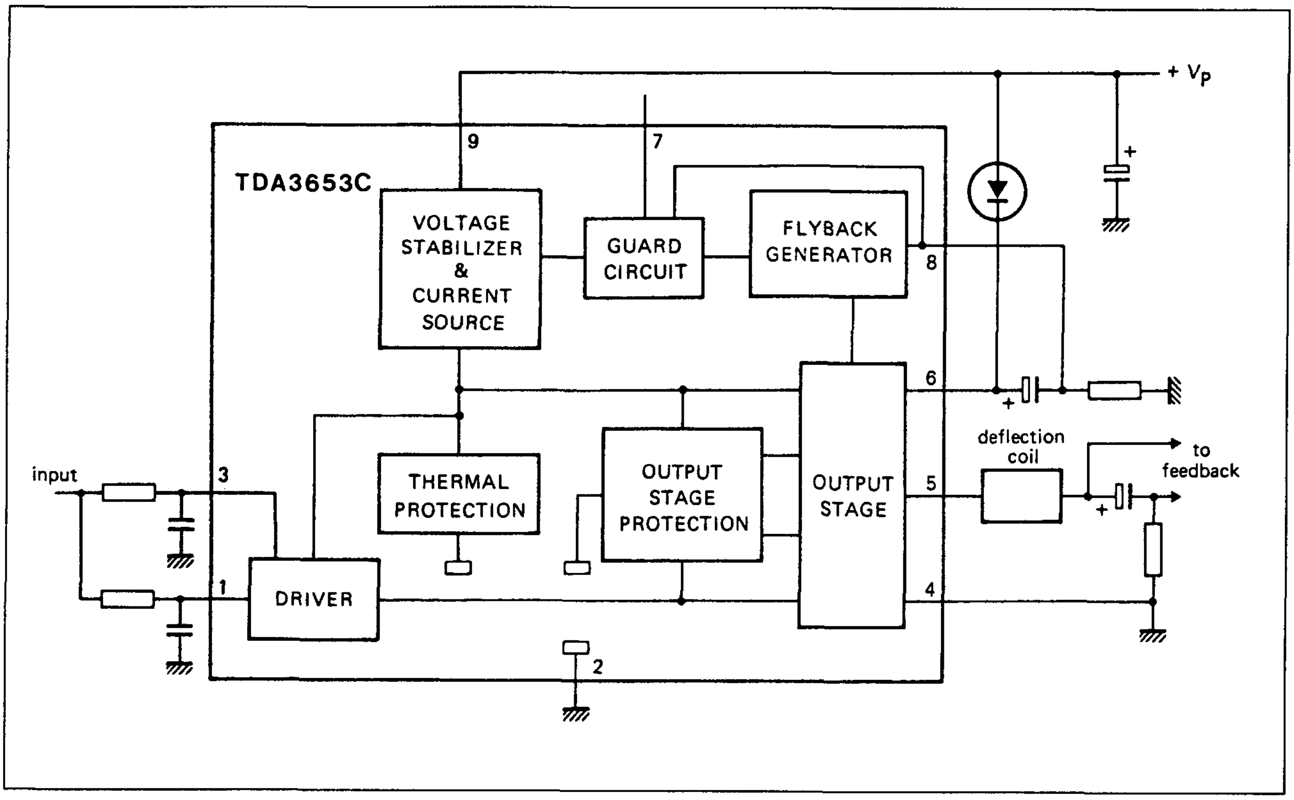
- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT-131
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-131
- intern blokschema: figuur 15/6.1-131
- voedingsspanning: 40 V max.
- voeding uitgangstrap: 60 V max.
- uitgangsspanning: 60 V max.
- voedingsstroom: 85 mA max.
- ruststroom: 65 mA max.
- piekstroom uitgang: 1,5 A
- stroom fly-back: 0,85 A max.
- verzadigingsspanning uitgang: 2,8 V max.
- ingangsstroom: 0,55 mA
- ingangsspanning: 2,4 V max.
- ingangsimpedantie: 6,7 kΩ
- thermische protectie: 175 °C
- open lus versterking: 42 dB
- frequentiebereik: 40 kHz

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-132:

De TDA 3653C wordt in dit voorbeeld gebruikt als eindtrap voor de vertikale afbuiging van een 90° beeldbuis en wordt gestuurd uit de signalen die een TDA 2579A levert.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-131: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3653C.

TDA 3654

Vertikale afbuiging

De TDA 3654 is een uitgangsschakeling voor de vertikale afbuiging met een maximale uitgangsstroom van 3 A. Daardoor kan de schakeling bij alle soorten beeldbuizen van 90° tot en met 110° worden toegepast.

De schakeling bevat de volgende blokken:
- drivertrap;
- uitgangstrap;
- thermische beveiliging;
- spanningsstabilisator.

Technische gegevens:

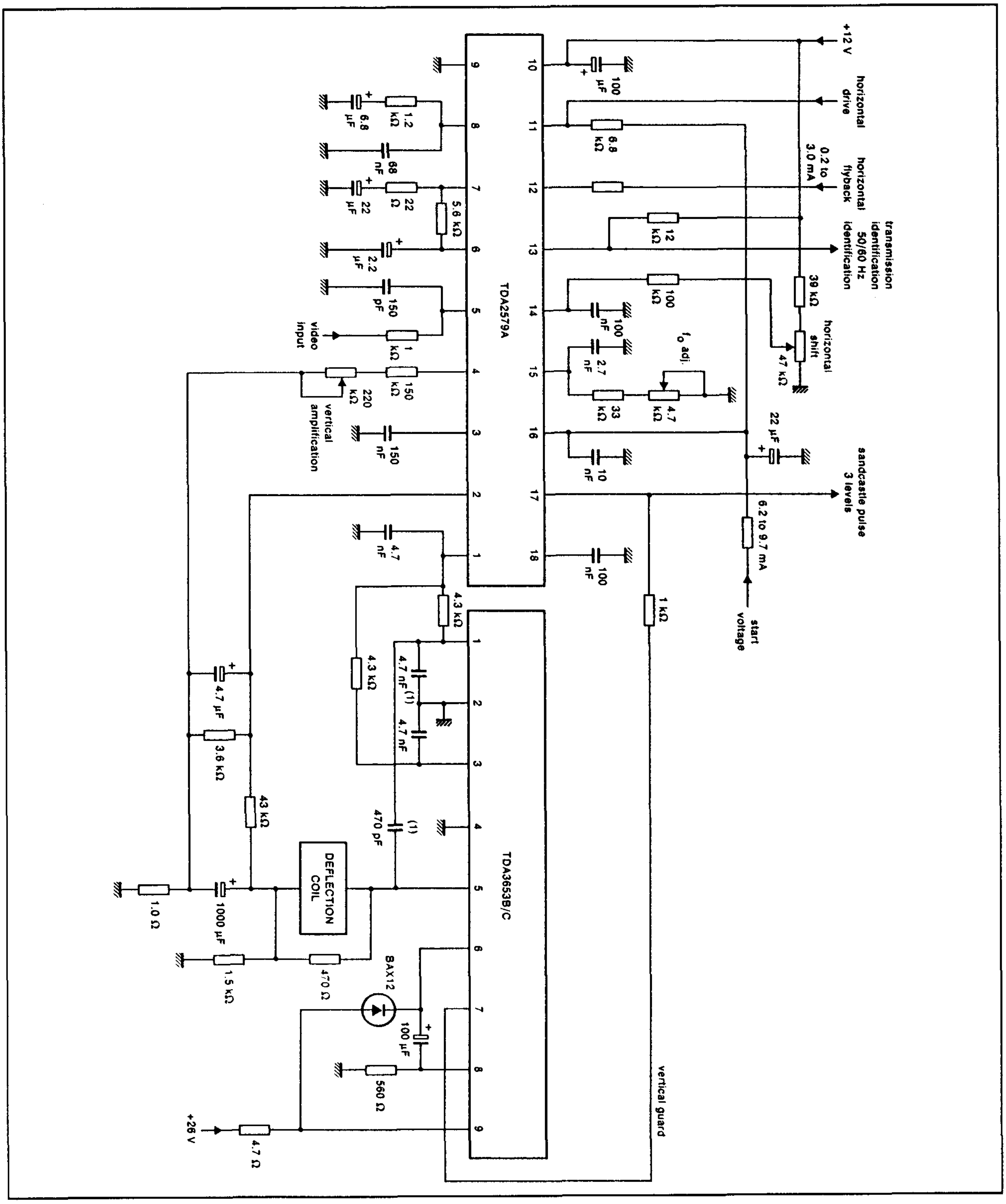
- fabrikant: Philips
- behuizing: SIL-9
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-133
- intern blokschema: figuur 15/6.1-133
- voedingsspanning: 40 V max.
- voeding uitgangstrap: 60 V max.
- uitgangsspanning: 60 V max.
- voedingsstroom: 85 mA max.
- ruststroom: 65 mA max.
- piekstroom uitgang: 3 A
- stroom fly-back: 1,6 A max.
- verzadigingsspanning uitgang: 3,2 V max.
- ingangsstroom: 0,55 mA
- ingangsspanning: 3,0 V max.
- thermische protectie: 175 °C
- open lus versterking: 33 dB
- frequentiebereik: 60 kHz

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/6.1-134:

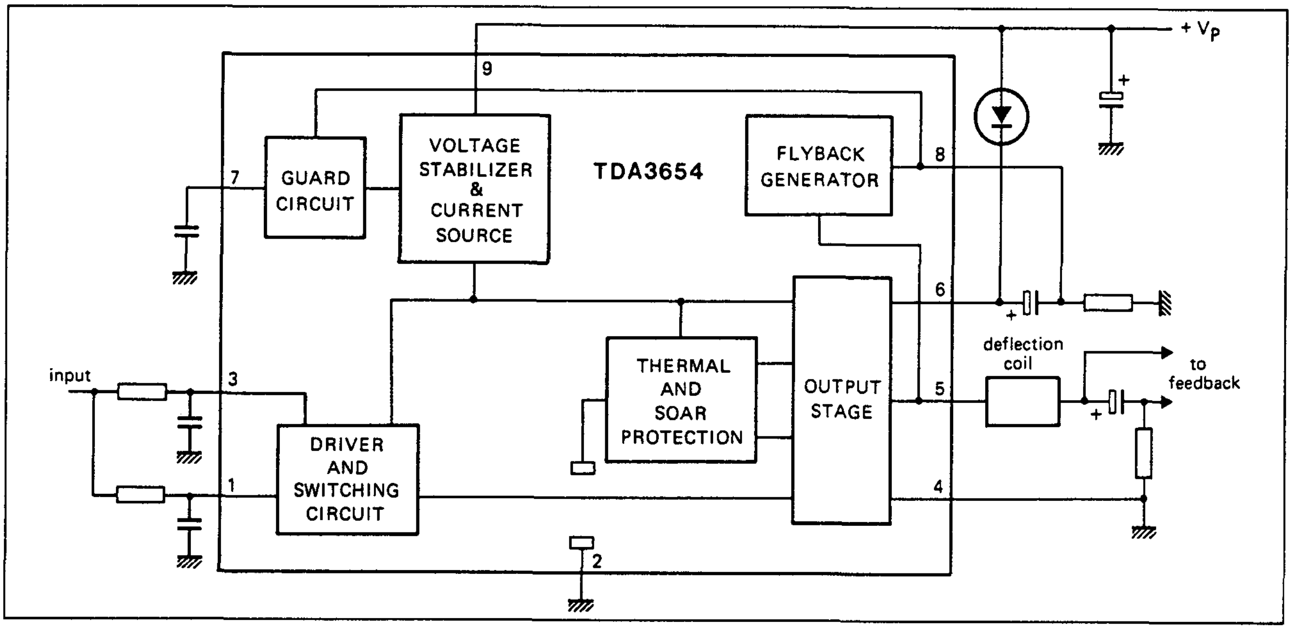
De TDA 3654 wordt in dit voorbeeld gebruikt als eindtrap voor de vertikale afbuiging en wordt gestuurd uit de signalen die een TDA 2579 levert.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-132: Standaard-applicatie rond de TDA 3653C.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-133: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3654.

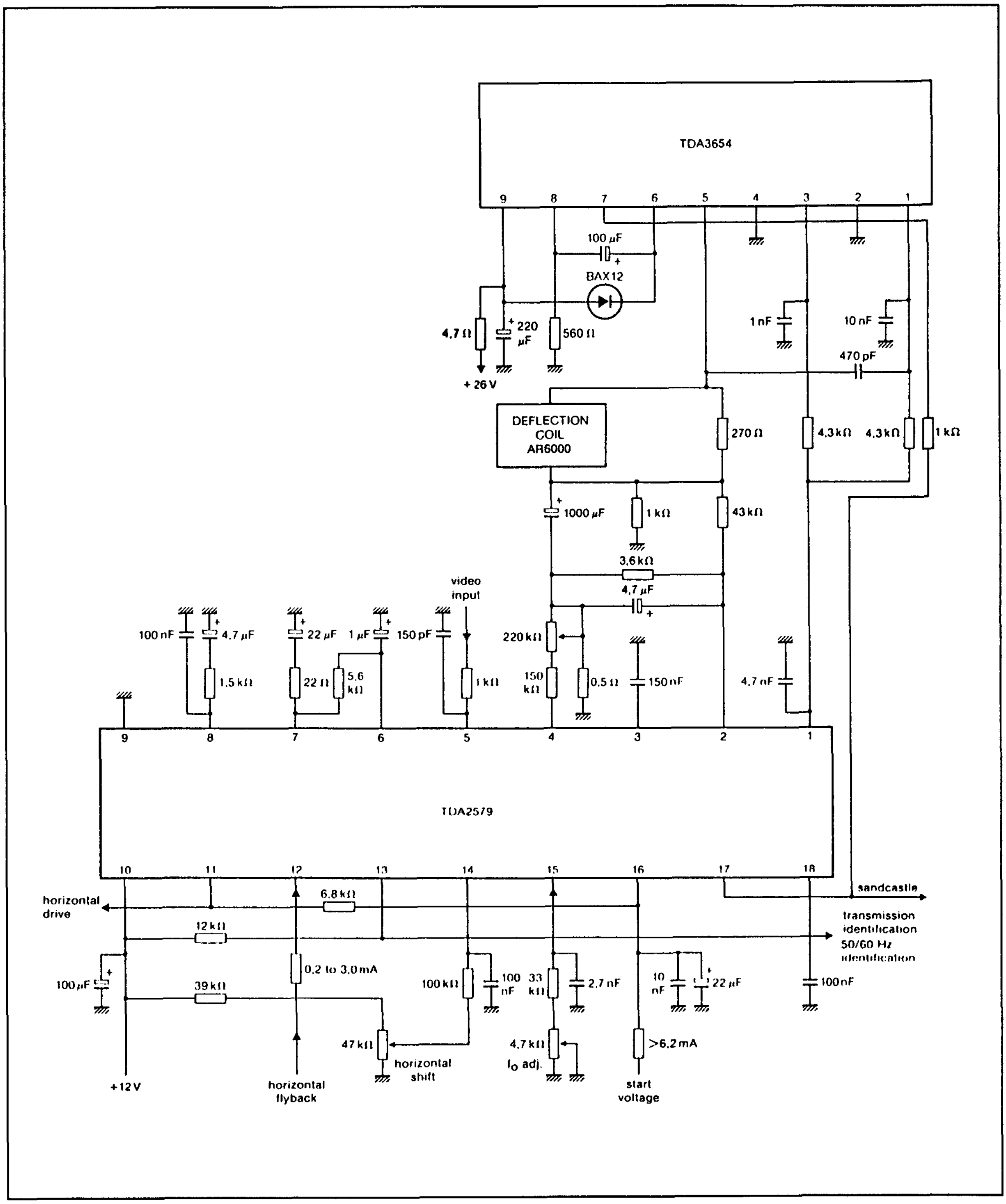
TDA 3654Q

Vertikale afbuiging

De TDA 3654Q is een uitgangsschakeling voor de vertikale afbuiging met een maximale uitgangsstroom van 3 A. Daardoor kan de schakeling bij alle soorten beeldbuizen van 90° tot en met 110° worden toegepast
De schakeling bevat de volgende blokken:
- drivertrap;
- uitgangstrap;
- thermische beveiliging;
- spanningsstabilisator.

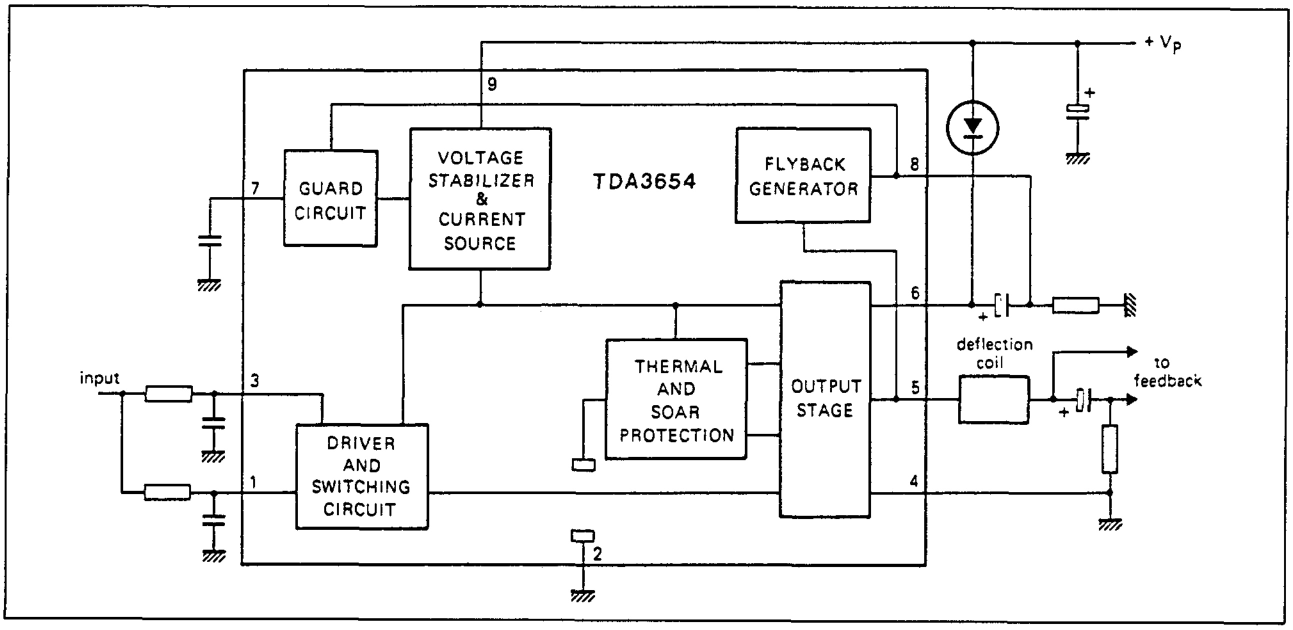
Technische gegevens:
- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT 157
- aansluitgegevens: figuur 15/6.1-135
- intern blokschema: figuur 15/6.1-135
- voedingsspanning: 40 V max.
- voeding uitgangstrap: 60 V max.
- uitgangsspanning: 60 V max.
- voedingsstroom: 85 mA max.
- ruststroom: 65 mA max.
- piekstroom uitgang: 3 A
- stroom fly-back: 1,6 A max.
- verzadigingsspanning uitgang: 3,2 V max.
- ingangsstroom: 0,55 mA
- ingangsspanning: 3,0 V max.
- thermische protectie: 175 °C
- open lus versterking: 33 dB
- frequentiebereik: 60 kHz

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-134: Standaard-applicatie rond de TDA 3654.

6.1 Type-beschrijving



Figuur 15/6.1-135: Aansluitgegevens en intern blokschema van de TDA 3654Q.

(wordt vervolgd)

15/9

TV-schakelingen van National Semiconductor

Inhoud

15/9.1

Type-beschrijving

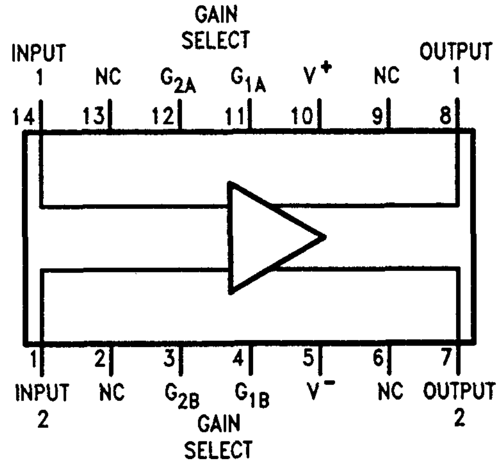
LM 592

differentiële video versterker

De LM 592 is een uit twee trappen opgebouwde breedband versterker met differentiële ingangen. Door gebruik te maken van een interne terugkoppeling wordt een brede bandbreedte gegarandeerd met minimale fase-verschuivingen en grote stabiliteit. De uitgangen zijn uitgevoerd als emittervolgers, zodat grote capacitieve belastingen kunnen worden aangestuurd. De versterkingsfactor kan, zonder gebruik te maken van externe komponenten, ingesteld worden op 100 of 400. Met één extra weerstand kan de versterking echter continu geregeld worden tussen 0 en 400. De schakeling kan met weinig komponenten omgezet worden in een hoog-, laag- of banddoorlaatfilter.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-1
- intern blokschema: figuur 15/9.1-2
- voedingsspanning:
  +/-8 V max.
  +/-5 V min.
- voedingsstroom: 24 mA max.
- spanningsversterking:
  G1A en G1B verbonden: 400 typisch
  G2A en G2B verbonden: 100 typisch
- bandbreedte:
  40 MHz bij A = 400
  90 MHz bij A = 100
- stijgtijd:
  10,5 ns bij A = 400
  4,5 ns bij A = 100
- propagation delay:
  7,5 ns bij A = 400
  6 ns bij A = 100
- ingangsimpedantie:
  4 kΩ bij A = 400
  23 kΩ bij A = 100
- ingangscapaciteit: 2 pF typisch
- offsetstroom: 25 μA typisch
- biasstroom: 25 μA typisch
- uitgangsspanning: 3 V minimaal
- uitgangsstroom: 2,5 mA typisch
- uitgangsimpedantie: 20 Ω min.



Figuur 15/9.1-1: Aansluitgegevens van de LM 592.

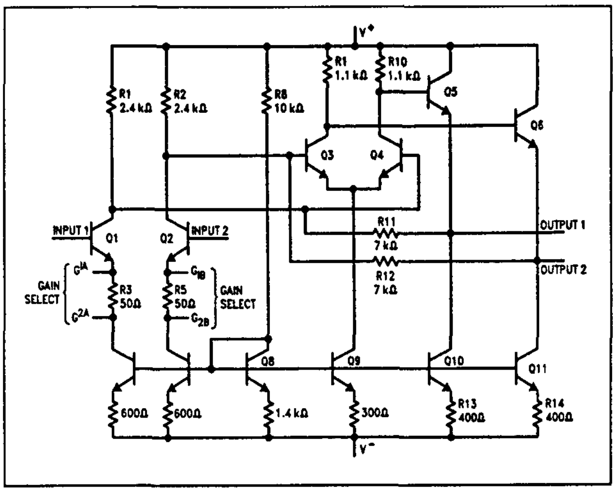
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/9.1-3:

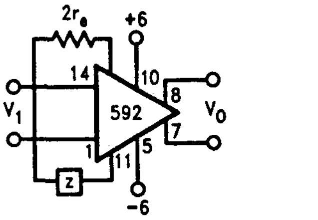
Principieel schema van de LM 592, gebruikt als filter. De terugkoppeling Z wordt aangebracht tussen de pennen 11 en 12. In de rechter tabel is de invulling van "Z" gegeven

9.1 Type-beschrijving

voor respectievelijk een laagdoorlaatfilter, een hoogdoorlaatfilter, een banddoorlaatfilter en een bandsperfilter.
- figuur 15/9.1-4:
In dit voorbeeld wordt de LM 592 gebruikt als voorversterker in een tape-reader.
De differentiële ingangen zijn aangesloten op de leesspoel in de leeskop van de tape-unit.
De differentiële uitgangen gaan naar een zero crossing detector van het type LM 161. Deze zet de analoge gegevens om in binaire signalen.



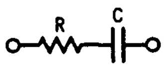
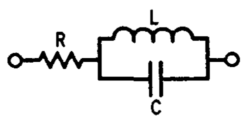
Figuur 15/9.1-2: Intern schema van de LM 592.



$$\frac{V_0(S)}{V_1(S)} = \frac{1.4 \times 10^4}{Z(s) + 2r_e}$$

$$= \frac{1.4 \times 10^4}{Z(s) + 32}$$

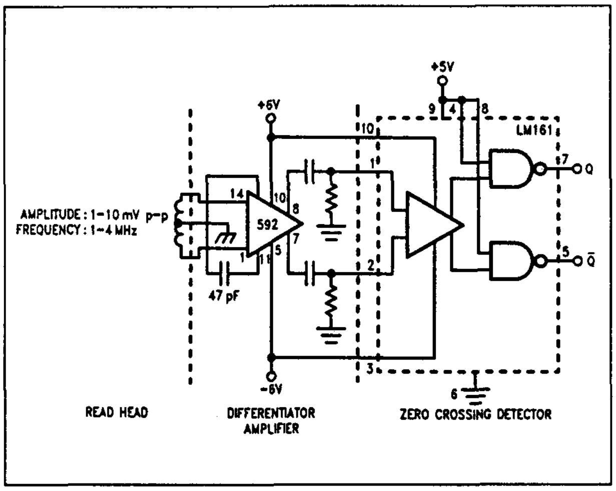
BASIC CONFIGURATION

Impedance Network	Desired Filter	$\frac{V_0(S)}{V_1(S)}$ Transfer Function
 TL/H/6701-10	Low Pass	$\frac{1.4 \times 10^4}{L}\left[\frac{1}{s + R/L}\right]$
 TL/H/6701-11	High Pass	$\frac{1.4 \times 10^4}{R}\left[\frac{1}{s + 1/RC}\right]$
 TL/H/6701-12	Band Pass	$\frac{1.4 \times 10^4}{L}\left[\frac{s}{s^2 + R/Ls + 1/LC}\right]$
 TL/H/6701-13	Band Reject	$\frac{1.4 \times 10^4}{R}\left[\frac{s^2 + 1/LC}{s^2 + 1/LC + s/RC}\right]$

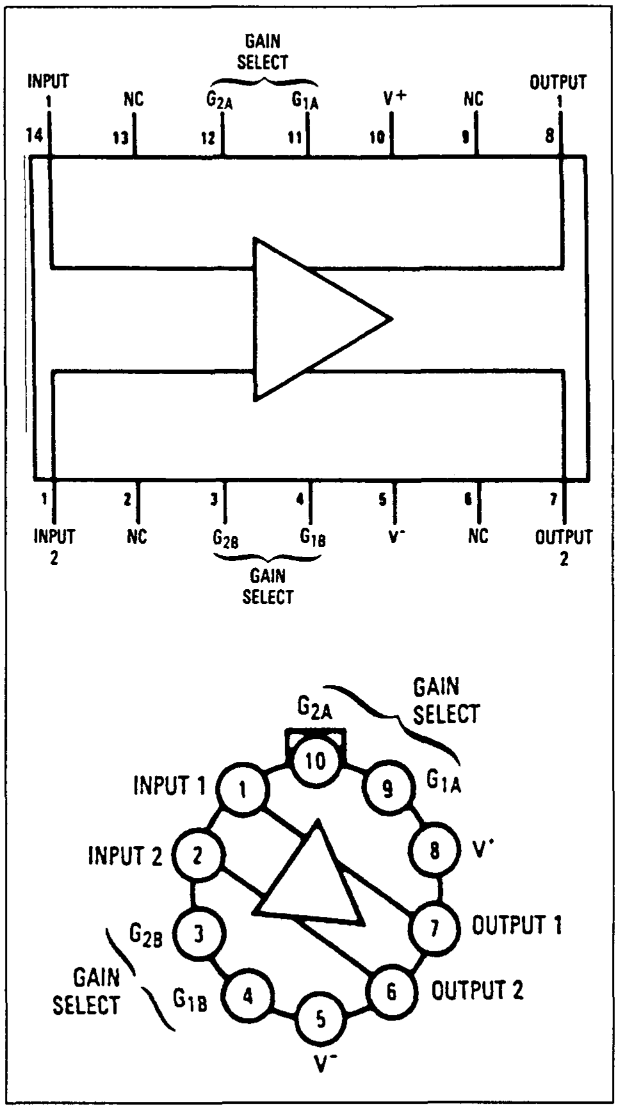
Note: In the networks above, the R value used is assumed to include $2r_e$, or approximately 32Ω

Figuur 15/9.1-3: Diverse filter-configuraties rond de LM 592.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-4: De LM 592 gebruikt als leesversterker in een tape-unit.



Figuur 15/9.1-5: Aansluitgegevens en behuizingen van de LM 733.

LM 733
differentiële video versterker

De LM 733 is een uit twee trappen opgebouwde breedbandige video versterker met differentiële in- en uitgangen. De interne terugkoppeling staat garant voor een grote bandbreedte, met minimale fase- en amplitude-vervormingen. De uitgangstrappen zijn uitgevoerd als emittervolger, waardoor de schakeling een zeer laag-impedante uitgang heeft, die in staat is grote capacitieve belastingen te voeden.
De bandbreedte bedraagt 120 MHz, de versterkingsfactor is instelbaar op 10, 100 en 400.

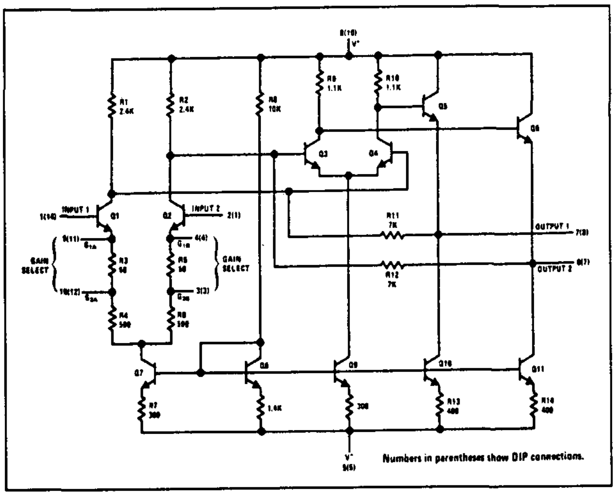
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14, TO-100
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-5
- intern blokschema: figuur 15/9.1-6
- voedingsspanning:
  +/-8 V max.
  +/-5 V min.
- voedingsstroom: 24 mA typisch
- spanningsversterking:
  G1A en G1B verbonden: 400 typisch
  G2A en G2B verbonden: 100 typisch
  G2-pennen open: 10 typisch
- bandbreedte:
  40 MHz bij A = 400
  90 MHz bij A = 100
  120 MHz bij A = 10
- stijgtijd:
  10,5 ns bij A = 400
  4,5 ns bij A = 100
  2,5 ns bij A = 10
- propagation delay:
  7,5 ns bij A = 400
  6 ns bij A = 100
  3,6 ns bij A = 10
- ingangsimpedantie:

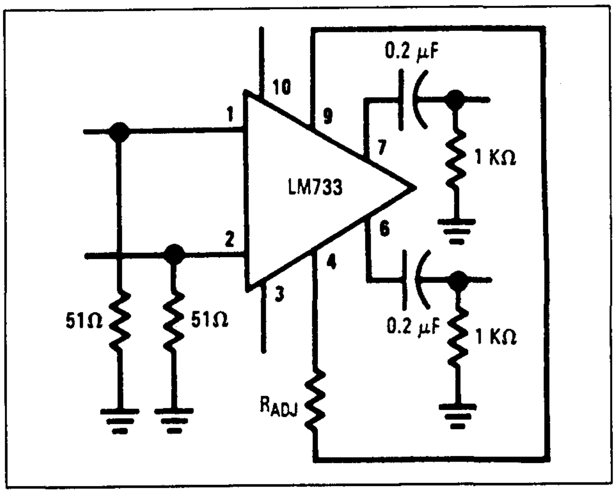
9.1 Type-beschrijving

4 kΩ bij A = 400
30 kΩ bij A = 100
250 kΩ bij A = 10

- ingangscapaciteit: 2 pF typisch
- offsetstroom: 3 µA typisch
- biasstroom: 20 µA typisch
- ingangsspanning: +/-1,0 V max.
- uitgangsspanning: +/-4 V minimaal
- uitgangsstroom: 3,6 mA typisch
- uitgangsimpedantie: 20 Ω min.



Figuur 15/9.1-6: Het interne schema van de LM 733.



Figuur 15/9.1-7: Het instellen van de versterkingsfactor met behulp van een externe weerstand bij de LM 733.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 15/9.1-7:

Standaard schakeling rond de LM 733, waarbij de versterkingsfactor wordt ingesteld door middel van de externe weerstand R_{ADJ}.

LM 733 C

differentiële video versterker

Volledig vergelijkbaar met de LM 733, het enige verschil is het maximale temperatuurbereik. Bij de LM 733 loopt dit van -55 tot +125 °C, bij de C-versie van 0 tot +70 °C.

Technische gegevens
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14, TO-100
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-5
- intern blokschema: figuur 15/9.1-6

Voor de overige gegevens en de voorbeeldschakeling wordt verwezen naar de bespreking van de LM 733.

LM 1044

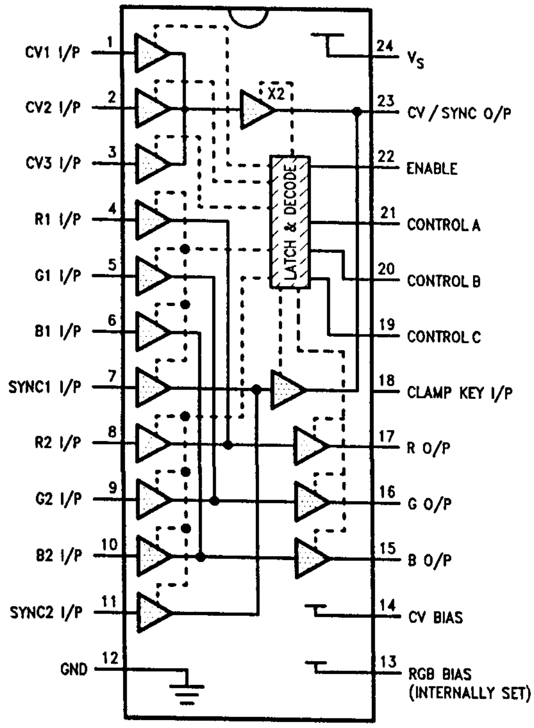
video omschakelaar

De LM 1044 is een elektronische schakelaar, waarmee men 2 x 4 ingangen naar een 1 x 4 uitgang kan schakelen. Op deze manier kan men twee RGB-bronnen, samen met hun synchronisatie, naar één uitgang schakelen. Het IC wordt bediend door vier TTL-compatibele logische ingangen. De bandbreedte van de analoge schakelaars bedraagt minstens 30 MHz, terwijl de kanaalscheiding groter is dan 60 dB. De uitgangen zijn is staat stromen van 4 mA te leveren. Naast deze omschakelaar bevat het IC een schakelaar met drie ingangen, echter met een beperkte bandbreedte van 5 MHz. Met deze schakelaar kan men bijvoorbeeld drie composite-video signalen naar één gemeenschappelijke uitgang schakelen.

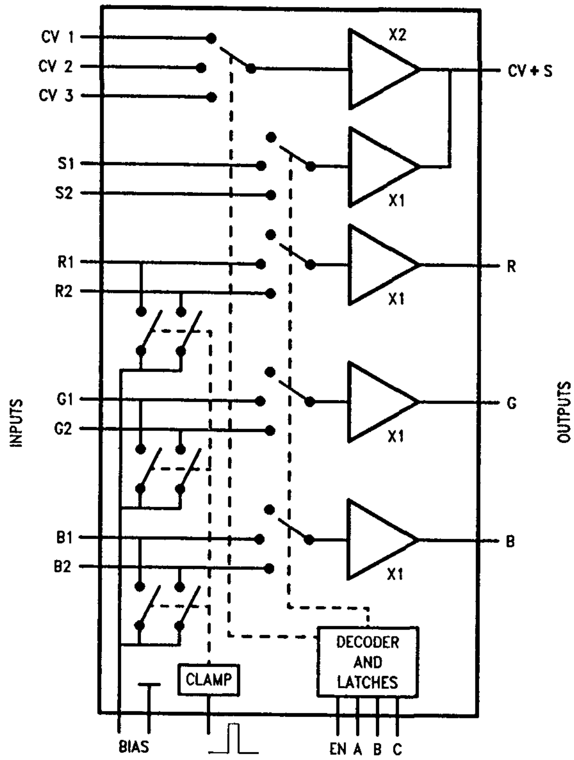
Technische gegevens
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-24

9.1 Type-beschrijving

- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-8
- intern blokschema: figuur 15/9.1-9
- voedingsspanning:
  16 V max.
  12 V typisch
  8 V min.
- voedingsstroom: 60 mA typisch
- maximale ingangsspanning: 1,2 V_{ttt}
- ingangsimpedantie: 1,5 kΩ
- uitgangsimpedantie: 10 Ω
- spanningsversterking: 5,3 dB typisch
- bandbreedte: 5/30 MHz
- signaal/ruis afstand: 60 dB
- kanaalscheiding: 60 dB
- overspraak: -60 dB
- belastingsweerstand: 600 Ω min.



Figuur 15/9.1-8: Aansluitgegevens van de LM 1044.



Figuur 15/9.1-9: Intern schakelschema van de LM 1044.

Nadere gegevens

De tabel van figuur 15/9.1-10 geeft een indruk van de functies van de in- en uitgangspennen.
Voor het besturen van de interne schakelaars staan drie logische signalen A, B en C ter beschikking, alsmede een enable-ingang EN. Deze stuursignalen zijn TTL-compatible. De waarheidstabel van de besturing is gegeven in de tabel van figuur 15/9.1-11.

De CV- en SYNC-ingangen worden intern ingesteld op een spanning van ongeveer 7 V (bij een voedingsspanning van 12 V). Deze spanning staat ter beschikking op pen 14 en moet via een condensator ontkoppeld worden naar de massa. De waarde van deze

9.1 Type-beschrijving

condensator moet minimaal 100 μF bedragen.
Het is dus noodzakelijk de ingangssignalen via scheidingscondensatoren aan het IC aan te bieden. Vanwege de tamelijk lage ingangsimpedantie is het noodzakelijk een vrij hoge koppelcondensator toe te passen. Door NS wordt een waarde van minstens 330 μF geadviseerd. Vanwege deze capacitieve koppeling is het noodzakelijk het zwartniveau intern weer te herstellen. Vandaar dat alle ingangen zijn voorzien van een clampkring.
De RGB-ingangen worden via een afzonderlijk netwerk ingesteld op een spanning van ongeveer 4,5 V. Ook deze biasspanning staat ter beschikking (pen 13) en moet ontkoppeld worden. Ook de RGB-ingangen zullen dus in de meeste gevallen capacitief aangevoerd moeten worden.
De clampkringen van de RGB-ingangen worden bestuurd door een externe positieve puls, die op pen 18 moet worden aangelegd. Deze puls moet verschijnen op het moment dat de drie ingangssignalen R, B en G op hun zwartwaarde staan. Dit niveau wordt namelijk als referentie gebruikt voor het instellen van de clampdrempel.
De breedte van deze clamppuls mag niet minder dan 3 μs bedragen. Gedurende deze pulstijd worden alle RGB-ingangen op de interne bias gezet, zodat de koppelcondensatoren zich tot deze spanning kunnen opladen.
De waarde van de koppelcondensatoren bedraagt ongeveer 330 nF.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/9.1-12:

Basis-schakeling rond de LM 1044, waarbij alle ingangen worden gebruikt. Let op het feit dat ook de uitgangen capacitief gekoppeld moeten worden.

- figuur 15/9.1-13:

Interfacing van een LM 1044 met een "gewone" elektronische schakelaar van het type LM 1038. Deze heeft 2 x 4 ingangen en twee uitgangen.

Pin 1	Composite video input 1 (CV1), biased internally via 1.8 kΩ to $\frac{V_S}{2}$ + 1V.
Pin 2	Composite video input 2 (CV2), biased as for pin 1 (CV1) above.
Pin 3	Composite video input 3 (CV3), biased as for pin 1 (CV1) above.
Pin 4	RGB input R1. This pin is internally biased via a clamp circuit to $\frac{V_S}{2}$ + 1V and should be AC coupled to a low impedance source. The input coupling capacitor also acts as a clamp capacitor, see application notes.
Pin 5	RGB input G1, biased as for pin 4 (R1) above.
Pin 6	RGB input B1, biased as for pin 4 (R1) above.
Pin 7	Sync input S1, biased internally via 2.5k to $\frac{V_S}{2}$ + 1V.
Pin 8	RGB input R2, biased as for pin 4 (R1) above.
Pin 9	RGB input G2, biased as for pin 4 (R1) above.
Pin 10	RGB input B2, biased as for pin 4 (R1) above.
Pin 11	Sync input S2, biased as for pin 7 (S1) above.
Pin 12	Negative supply (GND)
Pin 13	Connect a capacitor to GND to decouple the internal bias of the RGB amplifiers.
Pin 14	Internal bias for the CV and Sync Amplifiers, decouple with a capacitor to GND.
Pin 15	B Output.
Pin 16	G Output.
Pin 17	R Output.
Pin 18	This is the clamp pulse input pin. A positive going pulse activates the RGB input bias clamps. See application notes.
Pin 19	Channel select input, control C.
Pin 20	Channel select input, control B.
Pin 21	Channel select input, control A.
Pin 22	Enable input for control latches. Channel selection is locked while this input is low and is updated when high. The minimum enable pulse width is 5 μs.
Pin 23	CV output or Sync output when an RGB channel is selected.
Pin 24	Supply pin (V_S). This pin should be well decoupled at high frequencies, a 100 nF capacitor connected close to the supply pins is normally adequate.

Figuur 15/9.1-10: De functie van de in- en uitgangspennen van de LM 1044.

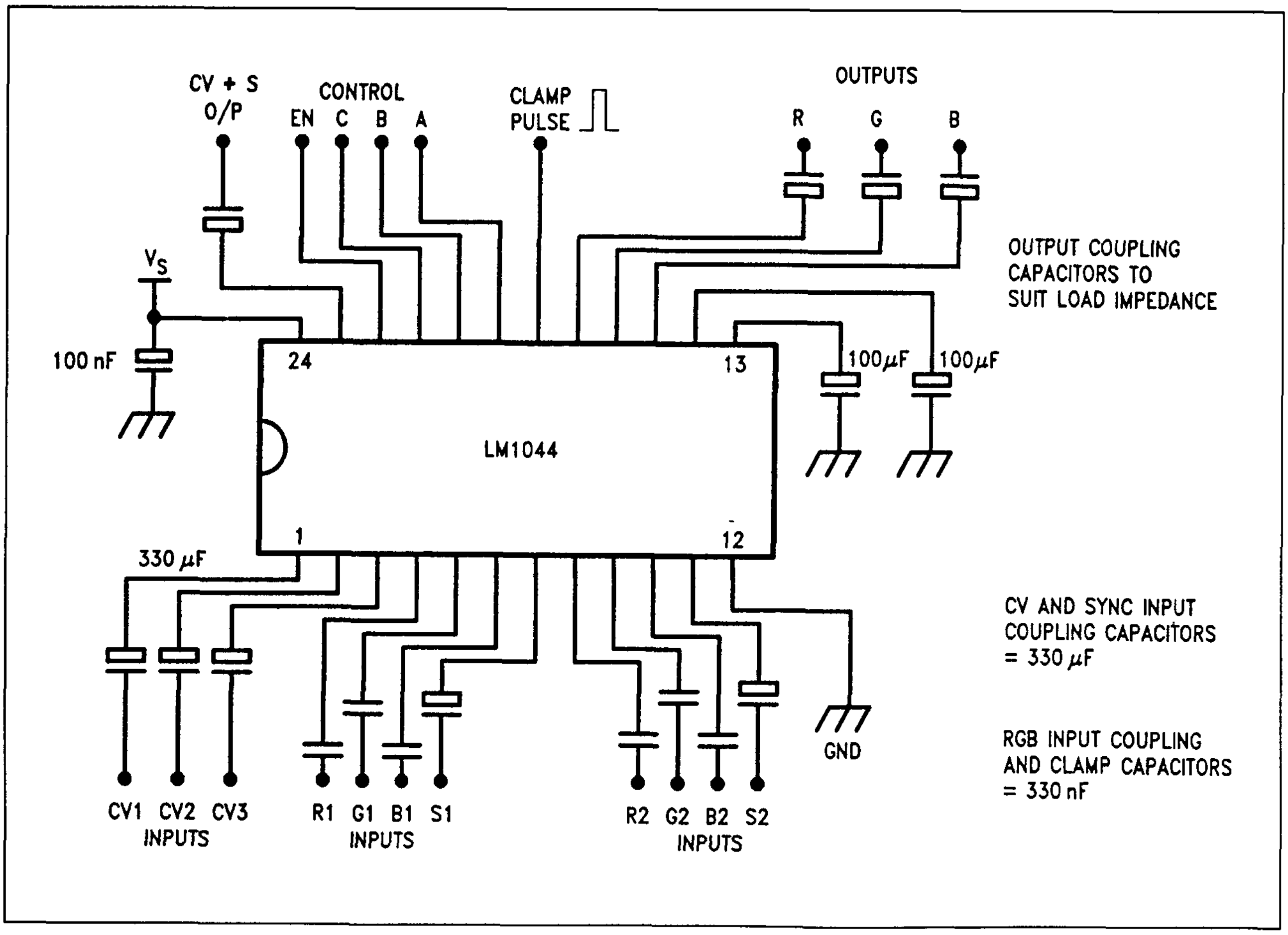
9.1 Type-beschrijving

Truth Table

Control Logic				Channel Selected
EN 22	C 19	B 20	A 21	
1	0	0	0	CV1, RGB Outputs Muted
1	0	0	1	CV2, RGB Outputs Muted
1	0	1	0	CV3, RGB Outputs Muted
1	0	1	1	RGB1 with Sync1
1	1	1	1	RGB2 with Sync2
1	1	1	0	Mute
1	1	0	1	Mute
1	1	0	0	Mute
0	X	X	X	Previous selection retained

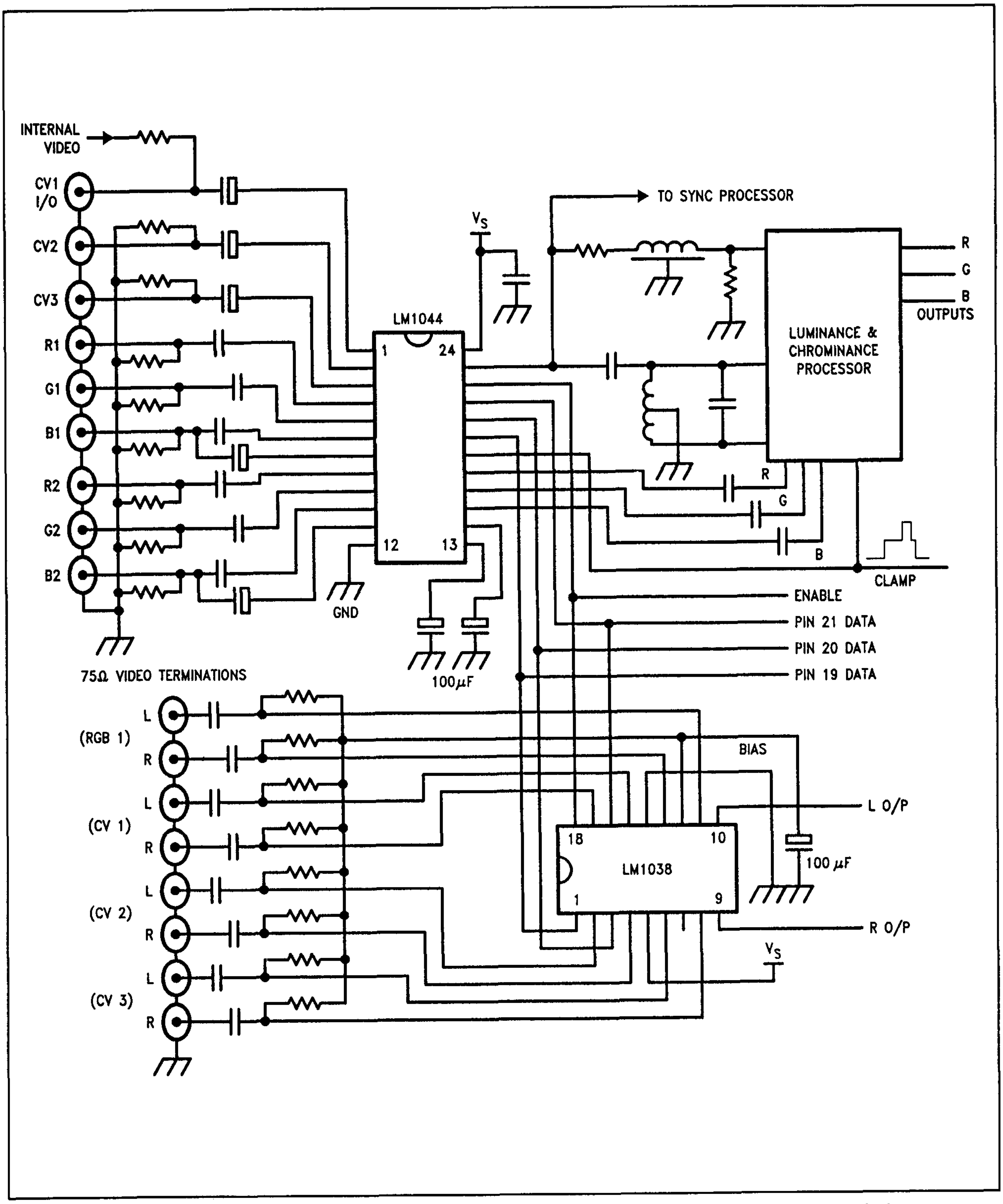
Figuur 15/9.1-11: De waarheidstabel van de besturing van de LM 1044.

- figuur 15/9.1-14:
In dit voorbeeld worden twee LM 1044 IC's gebruikt voor het multiplexen van in totaal twaalf video-ingangen. De RGB-uitgangen van de twee IC's worden kruiselings gekoppeld naar de CV-ingangen, zodat de 12 bronnen naar 2 uitgangen worden doorgeschakeld. In dit voorbeeld worden de IC's symmetrisch gevoed uit +/-5 V. De bias-pen 14 wordt dan rechtstreeks met de massa verbonden. De RGB-uitgangen kunnen nu tussen +2 en -1,5 V variëren, de CV- en Syncuitgangen tussen +1,3 en -1,3 V. Deze schakelwijze heeft als voordeel dat één condensator wordt uitgespaard en dat alle ingangen DC-gekoppeld kunnen worden met de bron.



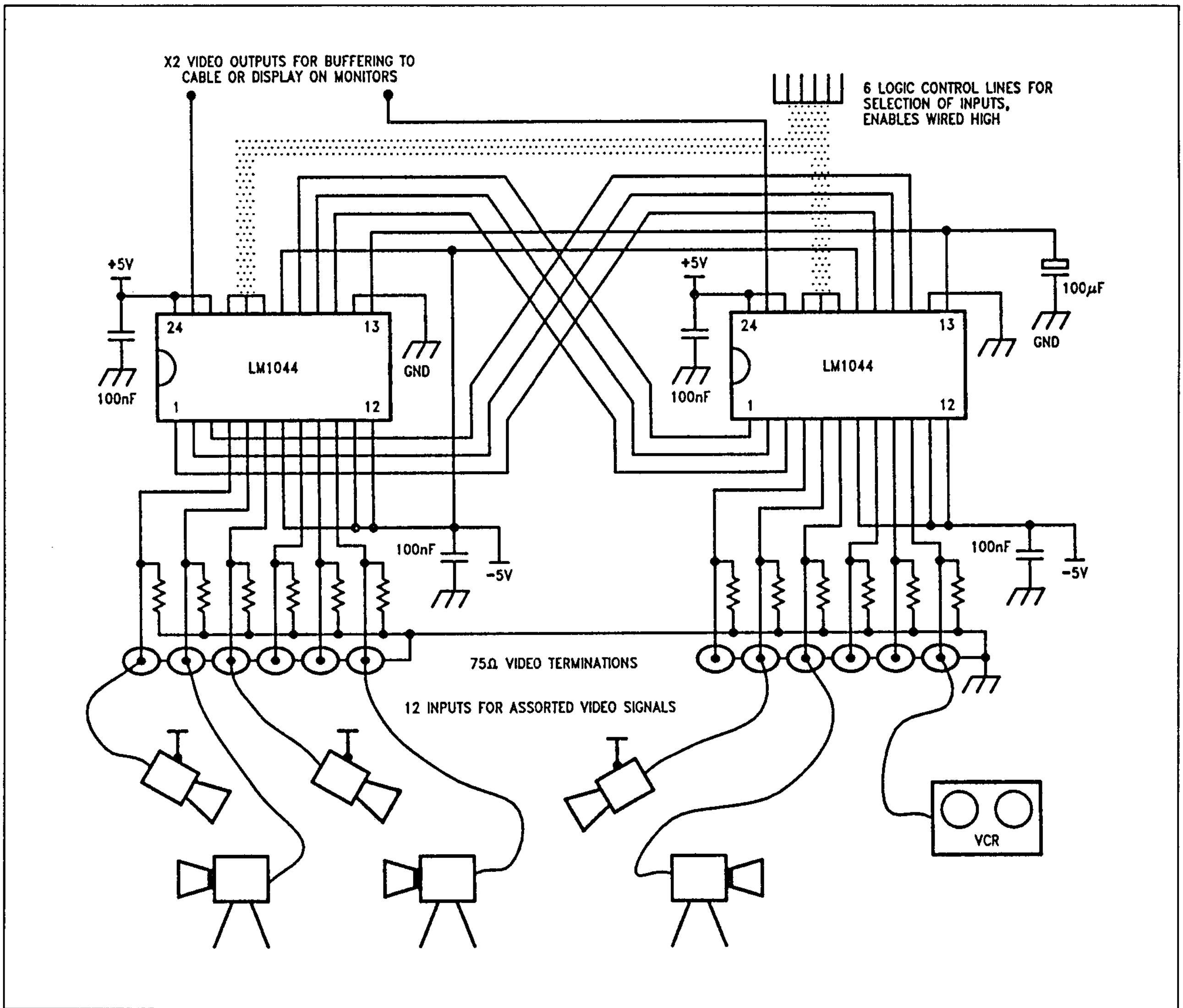
Figuur 15/9.1-12: Het eenvoudigste voorbeeld met een LM 1044.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-13: Het samenwerken van een LM 1044 met een andere elektronische omschakelaar.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-14: Twee LM 1044 schakelingen worden kruiselings gekoppeld, zodat 12 video-ingangen naar 2 uitgangen worden geschakeld.

LM 1201

video versterker met periferie

De LM 1201 is een breedbandige video versterker, ontwikkeld voor toepassing in hoogwaardige monochrome of RGB video systemen. Naast de bredeband versterker bevat de schakeling een zwartdrempel clampschakeling, een comparator voor intensiteits controle en een verzwakker voor het instellen van het contrast. De schakeling heeft een ingebouwde referentiespanning met een uitgang van ongeveer 2,6 V. Deze spanning kan als referentie gebruikt worden voor het instellen van een clampdrempel.

Technische gegevens

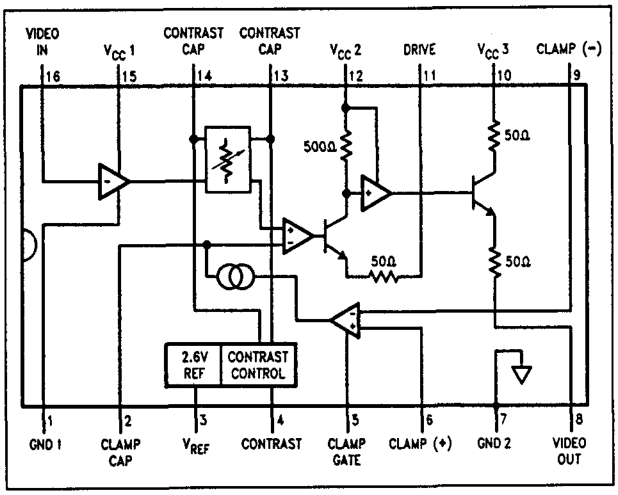
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-15
- intern blokschema: figuur 15/9.1-16
- voedingsspanning:
  13,5 V max.
  12 V typisch
- voedingsstroom: 45 mA typisch

9.1 Type-beschrijving

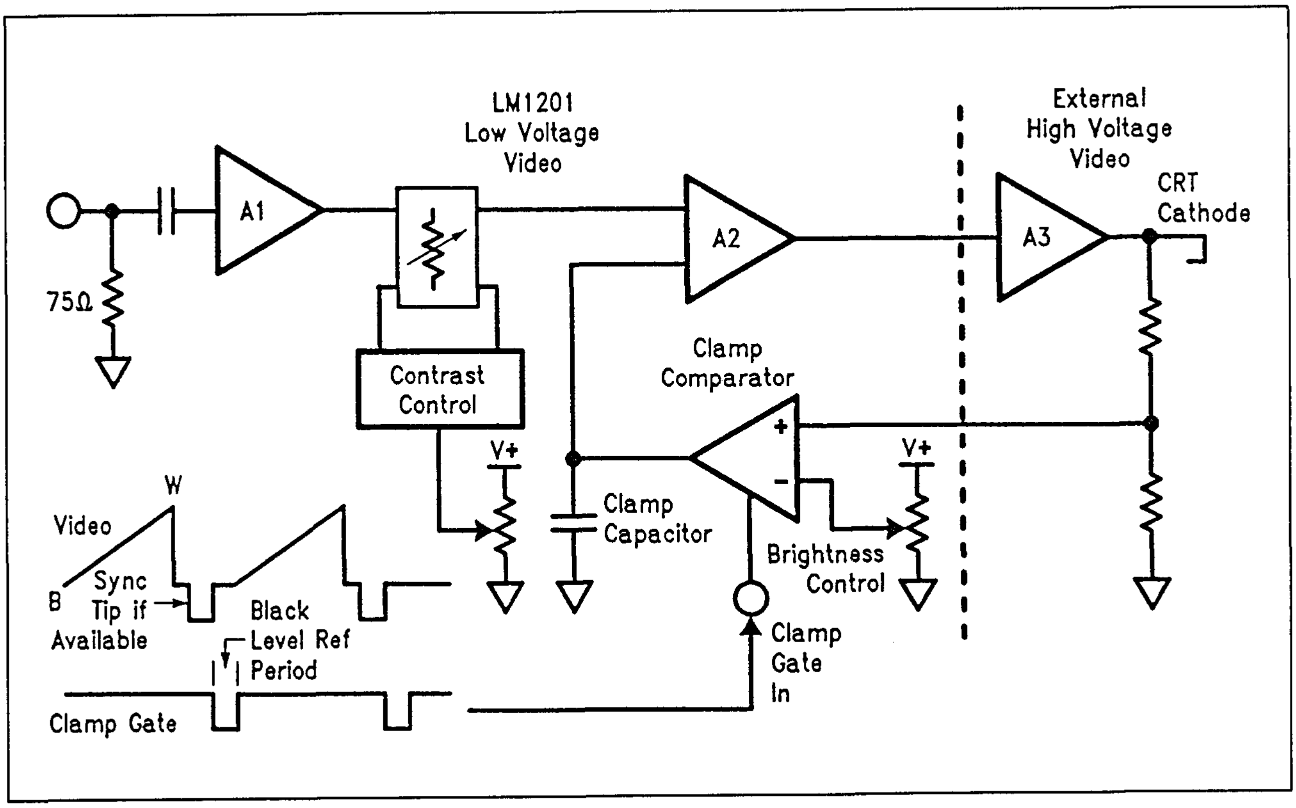
- video input bias: 5 µA typisch
- video output: 8,5 V max.
- video versterking: 8 typisch
- video vervorming: 0,3 % typisch
- video bandbreedte: 170 MHz min.
- stijgtijd: 2,5 ns typisch
- daaltijd: 3 ns typisch

Beschrijving

De contrastcontrole bestaat uit een gelijkspanningsgestuurde verzwakker die de versterkingsfactor van de versterker varieert zonder extra vervorming of DC-shift aan het signaal toe te voegen. De intensiteitsregeling bestaat uit een sample and hold, die de zwartwaarde van het signaal bewaart. De clampschakeling laadt of ontlaadt de clampcondensator tot de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator gelijk wordt aan de spanning op de inverterende ingang. Deze laatste spanning wordt bepaald door de sample and hold van de intensiteitsregeling.



Figuur 15/9.1-15: Aansluitgegevens van de LM 1201.



Figuur 15/9.1-16: Vereenvoudigd intern blokschema van de LM 1201.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/9.1-17:

Video versterker met twee in fase gedraaide uitgangen.

De weerstand tussen de voeding en pen 10 is de externe belastingsweerstand van de emittervolger in de uitgang van de schakeling.

Over deze weerstand kan het geïnverteerde videosignaal worden afgenomen.

- figuur 15/9.1-18:

Hoogfrequent versterker met instelbare versterking en DC-shift. De geïnverteerde ingang op pen 9 wordt via een laagdoorlaatfilter verbonden met de uitgang op pen 8.

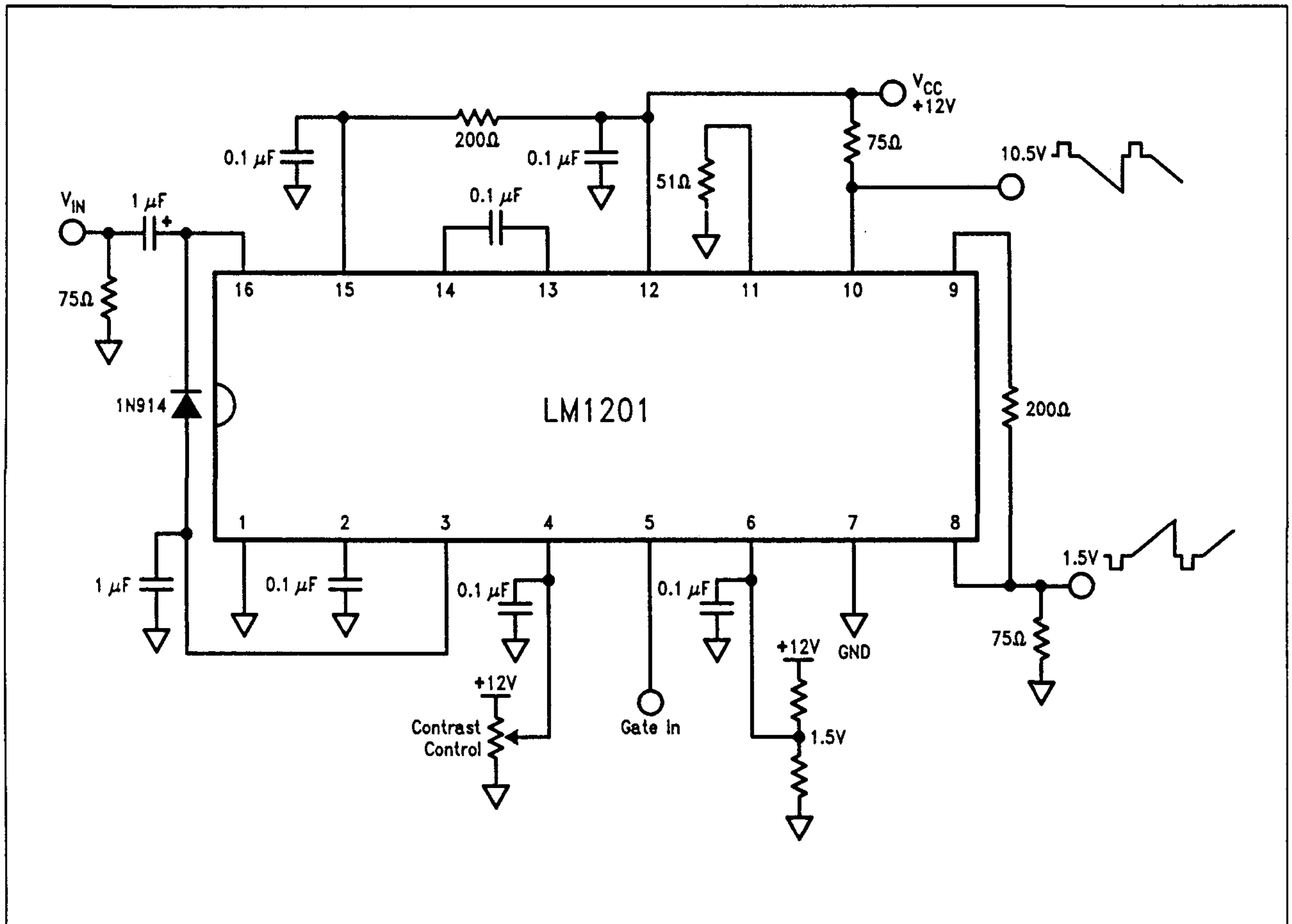
- figuur 15/9.1-19:

Standaard schakeling rond de LM 1201, waarbij een synchronisatiescheider van het type LM 1881 wordt gebruikt voor het genereren van de clamppuls uit een samengesteld synchronisatiesignaal.

- figuur 15/9.1-20:

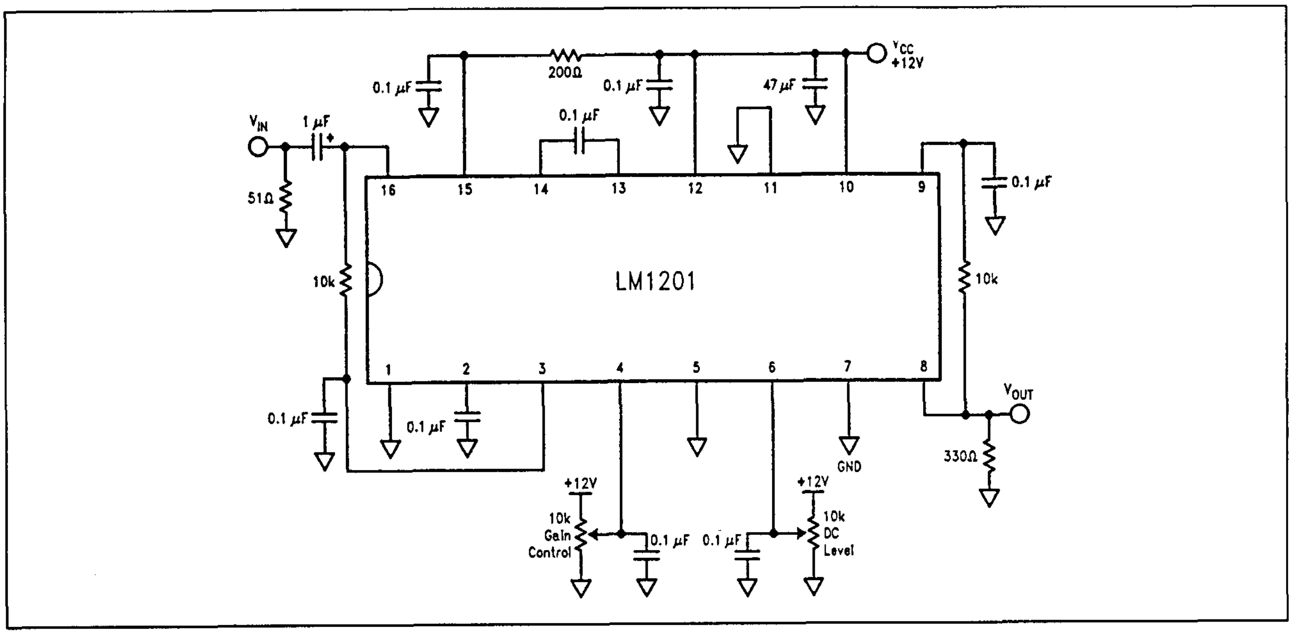
Met twee identieke schakelingen van het type LM 1201 kan men een video-omschakelaar samenstellen, waarbij beide ingangskanalen worden gestuurd door een gemeenschappelijke contrast- en intensiteitsregelingen.

De in het schema afzonderlijk getekend schakelaars zullen in de praktijk uiteraard vervangen worden door een enkelpolige omschakelaar.

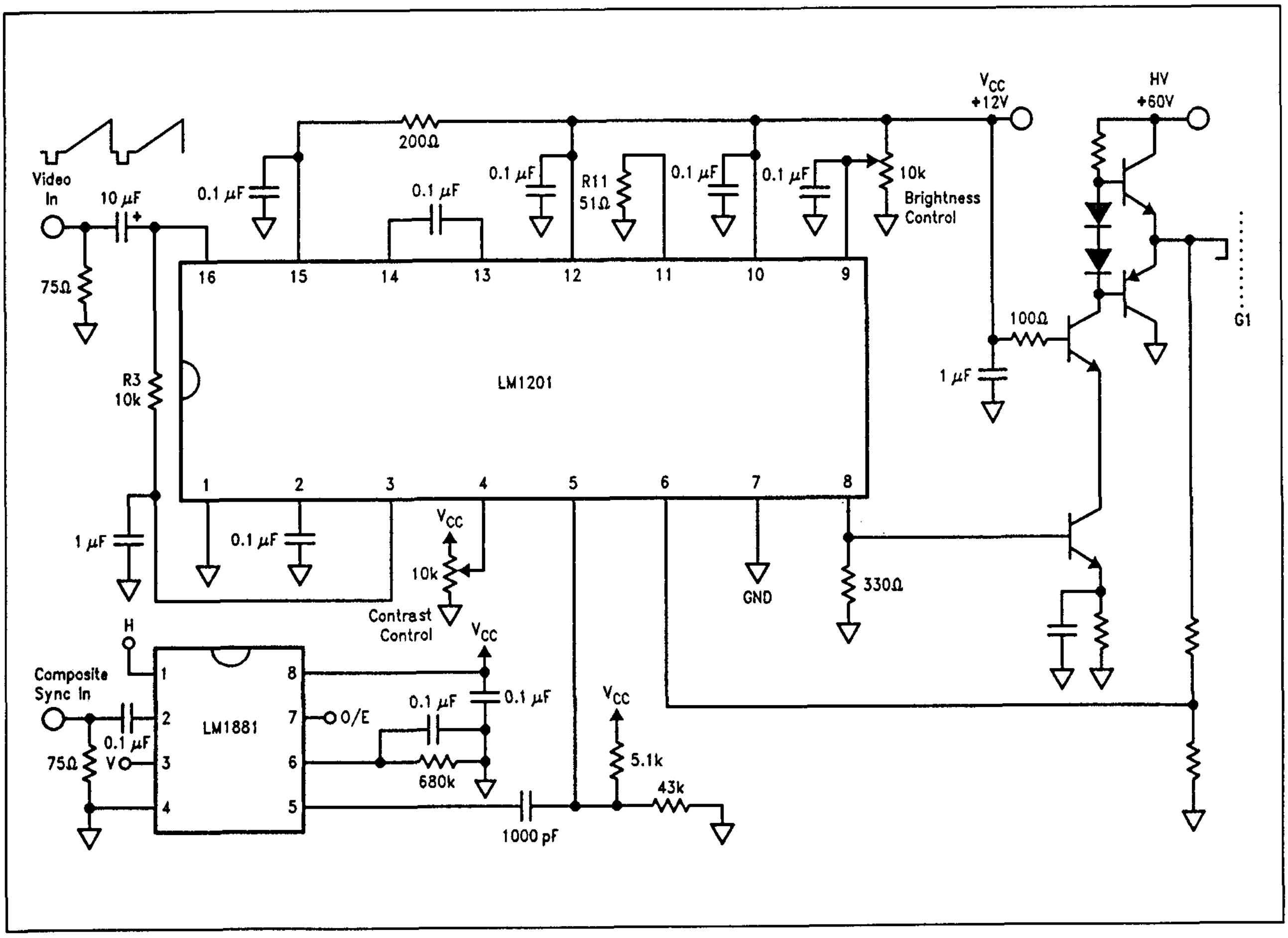


Figuur 15/9.1-17: Een video versterker met twee ten opzichte van elkaar geïnverteerde uitgangen.

9.1 Type-beschrijving

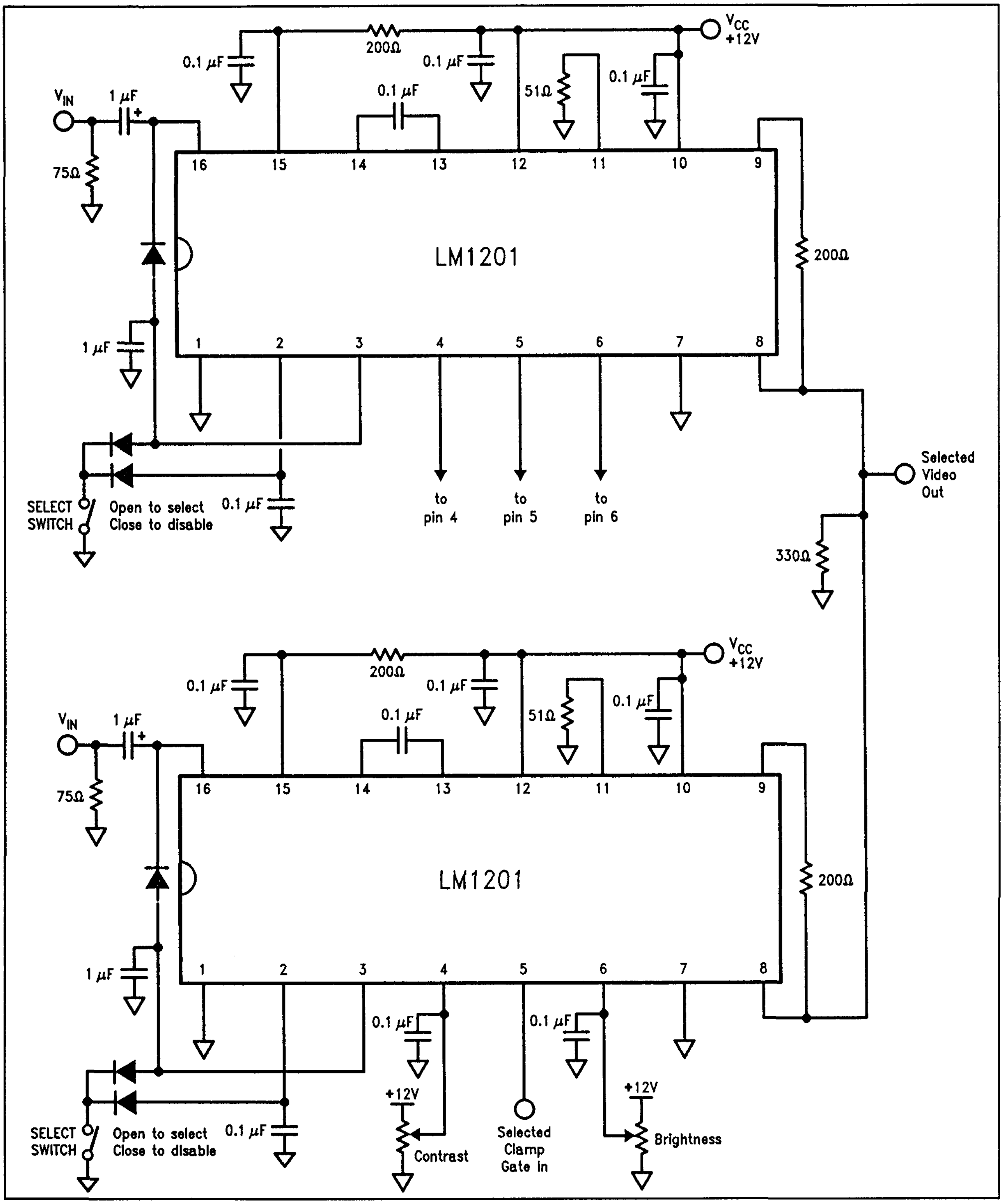


Figuur 15/9.1-18: Een hoogfrequent versterker met instelbare versterking en DC-shift.



Figuur 15/9.1-19: Standaard schakeling rond een LM 1201.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-20: Een video omschakelaar met gemeenschappelijke contrast- en intensiteitscontrole.

LM 1203

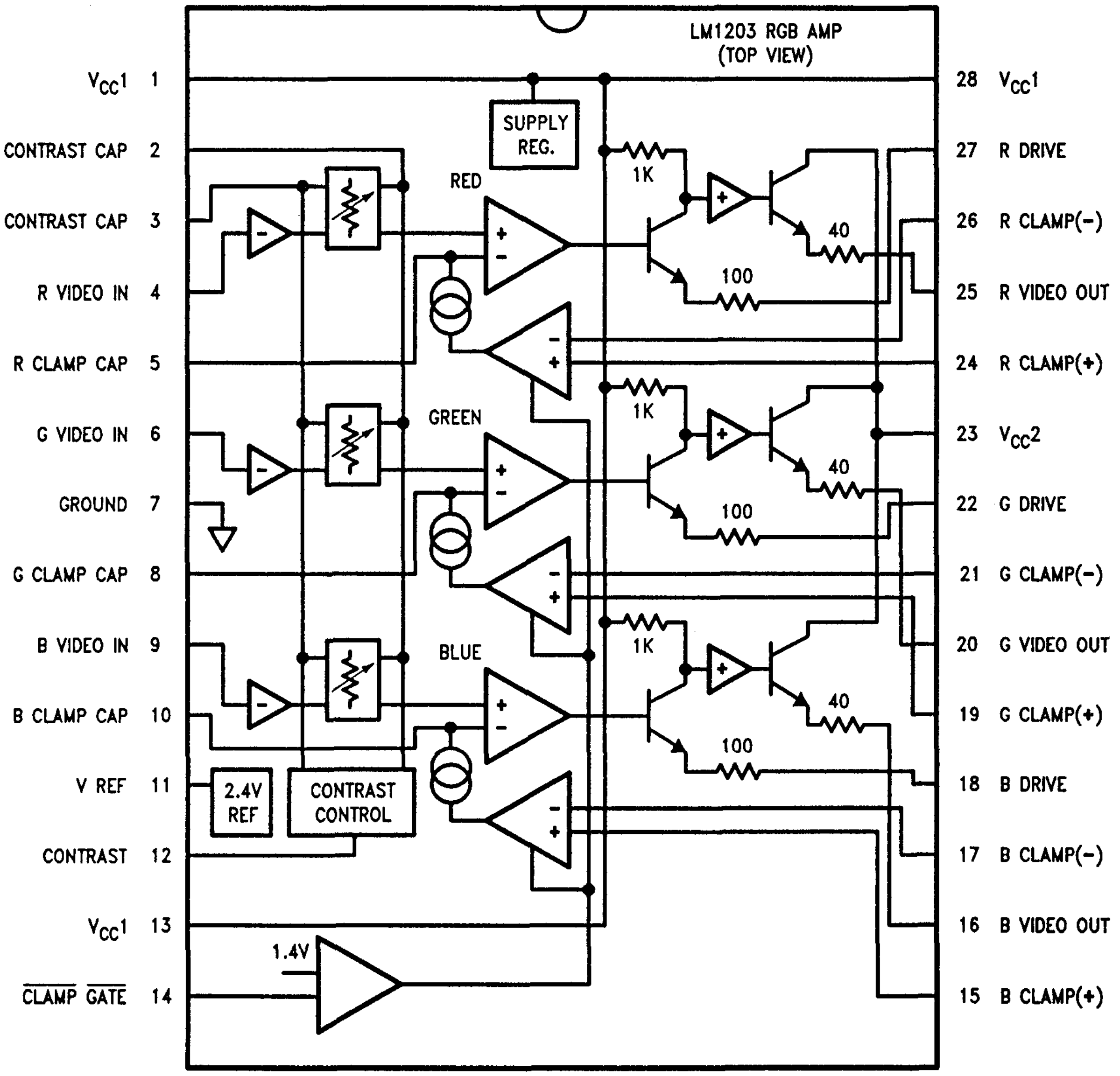
RGB video versterker

De LM 1203 is een video versterker voor hoge resolutie toepassingen.

Naast de drie video versterkers met identieke eigenschappen bevat de schakeling drie clampkringen voor het regelen van de intensiteit en drie verzwakkers voor de contrastregeling. Ook deze extra schakelingen hebben karakteristieken die nauwkeurig aan elkaar gelijk zijn. Iedere video versterker heeft een aansluiting, waarmee de versterkingsfactor geregeld kan worden.

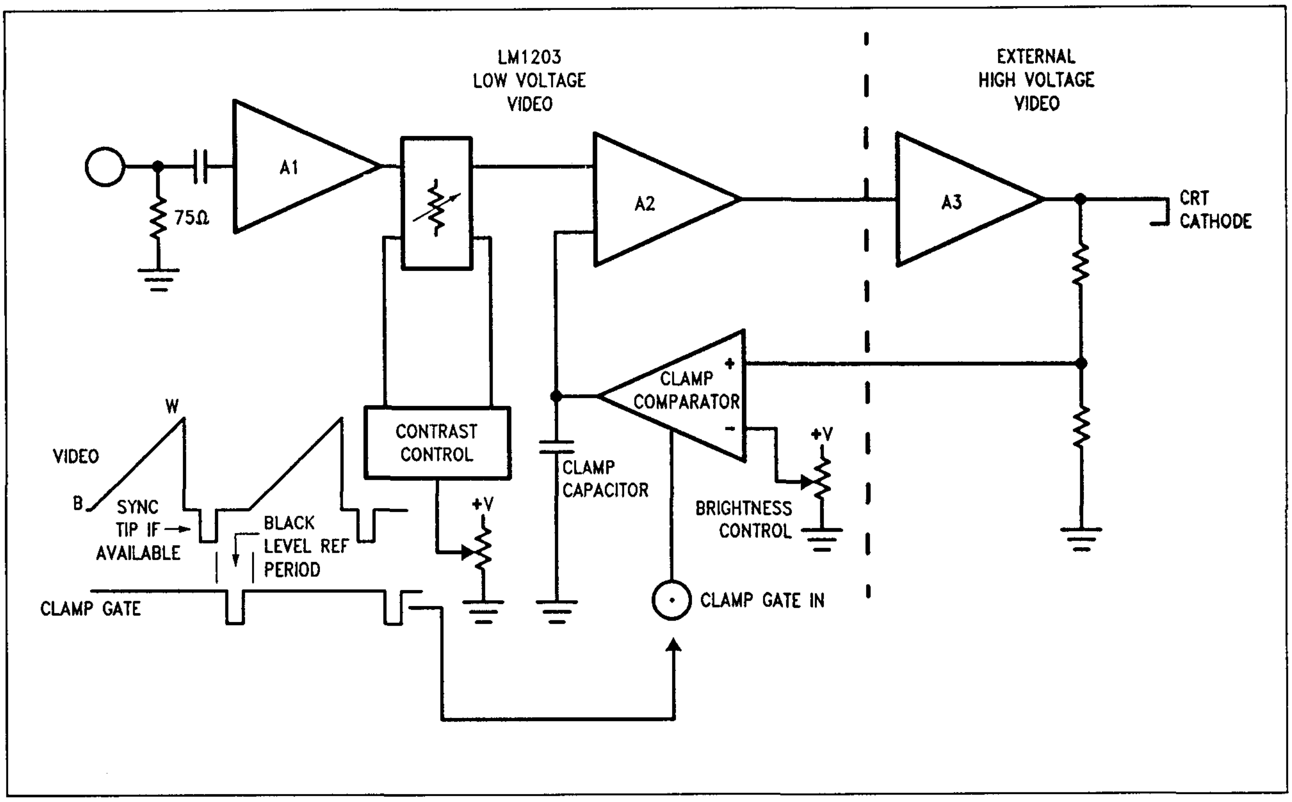
Op deze manier is het mogelijk de versterkingsfactoren van de drie versterkers heel nauwkeurig aan elkaar gelijk te maken.

De LM 1203 is het RGB broertje van de LM 1201.



Figuur 15/9.1-21: Aansluitgegevens van de LM 1203.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-22: Intern blokschema van één kanaal van de LM 1203.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-21
- intern blokschema: figuur 15/9.1-22
- voedingsspanning:
  13,5 V max.
  12 V typisch
- voedingsstroom: 90 mA typisch
- video input bias: 5 μA typisch
- video output: 8,9 V max.
- video versterking: 6 typisch
- afwijking versterking tussen de drie versterkers: +/-0,5 dB max.
- video vervorming: 0,5 % typisch
- video bandbreedte: 70 MHz min.
- stijgtijd: 5 ns typisch
- daaltijd: 7 ns typisch

Beschrijving

De contrastcontrole bestaat uit een gelijkspanningsgestuurde verzwakker die de versterkingsfactor van de versterker varieert zonder extra vervorming of DC-shift aan het signaal toe te voegen. De intensiteitsregeling bestaat uit een sample and hold, die de zwartwaarde van het signaal bewaart. De clampschakeling laadt of ontlaadt de clampcondensator tot de spanning op de niet-inverterende ingang van de comparator gelijk wordt aan de spanning op de inverterende ingang.
Deze laatste spanning wordt bepaald door de sample and hold van de intensiteitsregeling.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/9.1-23:

Driekanaals hoogfrequent versterker met instelbare versterkingsfactor en DC-shift voor de drie kanalen en individuele trimmers voor het ijken van de versterkingsfactoren van de drie kanalen.
De inverterende ingangen op de pennen 17, 21 en 26 worden via laagdoorlaatfiltertjes met de uitgangen verbonden. Pen 14 ligt aan

9.1 Type-beschrijving

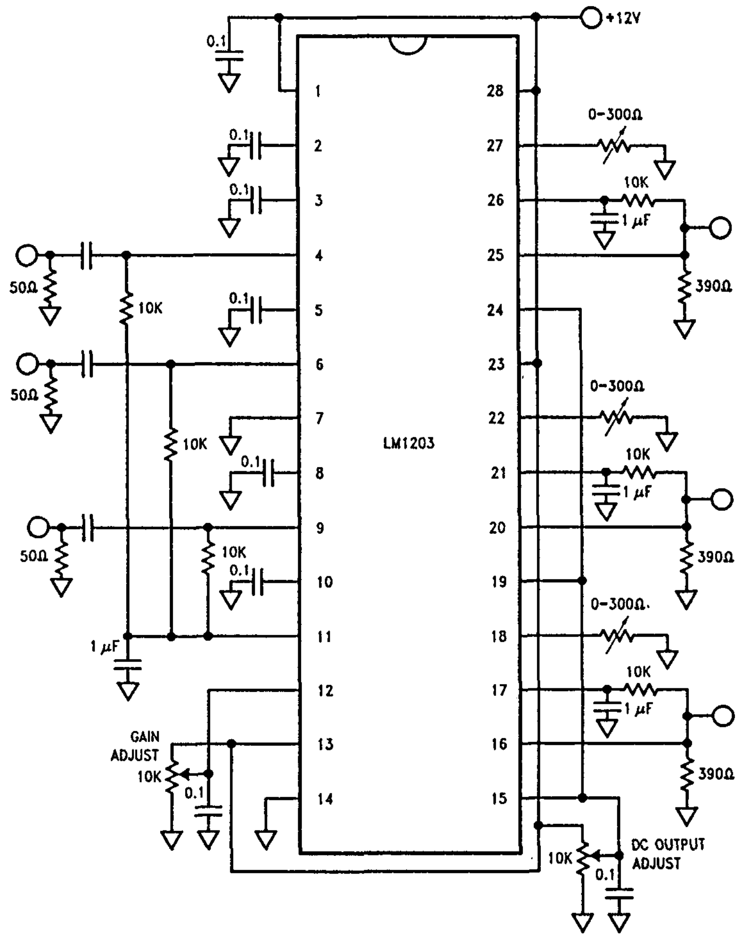
de massa, zodat de clampcomparators als terugkoppelversterkers worden ingezet.
- figuur 15/9.1-24:

Standaard applicatie rond de LM 1203. De drie video-uitgangen worden aangeboden aan externe cascodeversterkers, waarvan er slechts één getekend is. Deze versterkers voeren de amplitude van de videosignalen op tot ongeveer 60 V_{tt}.
- figuur 15/9.1-25:

RGB videobuffer, die gebruikt kan worden in video-omschakelaars. De clampcomparators worden uitgeschakeld door pen 14 met de voedingsspanning te verbinden. Het is dan wel noodzakelijk de comparatoringangen aan de massa te leggen. De ingangen voor de clampcondensatoren worden verbonden met een referentieniveau van 2,4 V. Dit heeft tot gevolg dat de uitgangsspanning op een optimaal gelijkspanningsniveau wordt ingesteld.

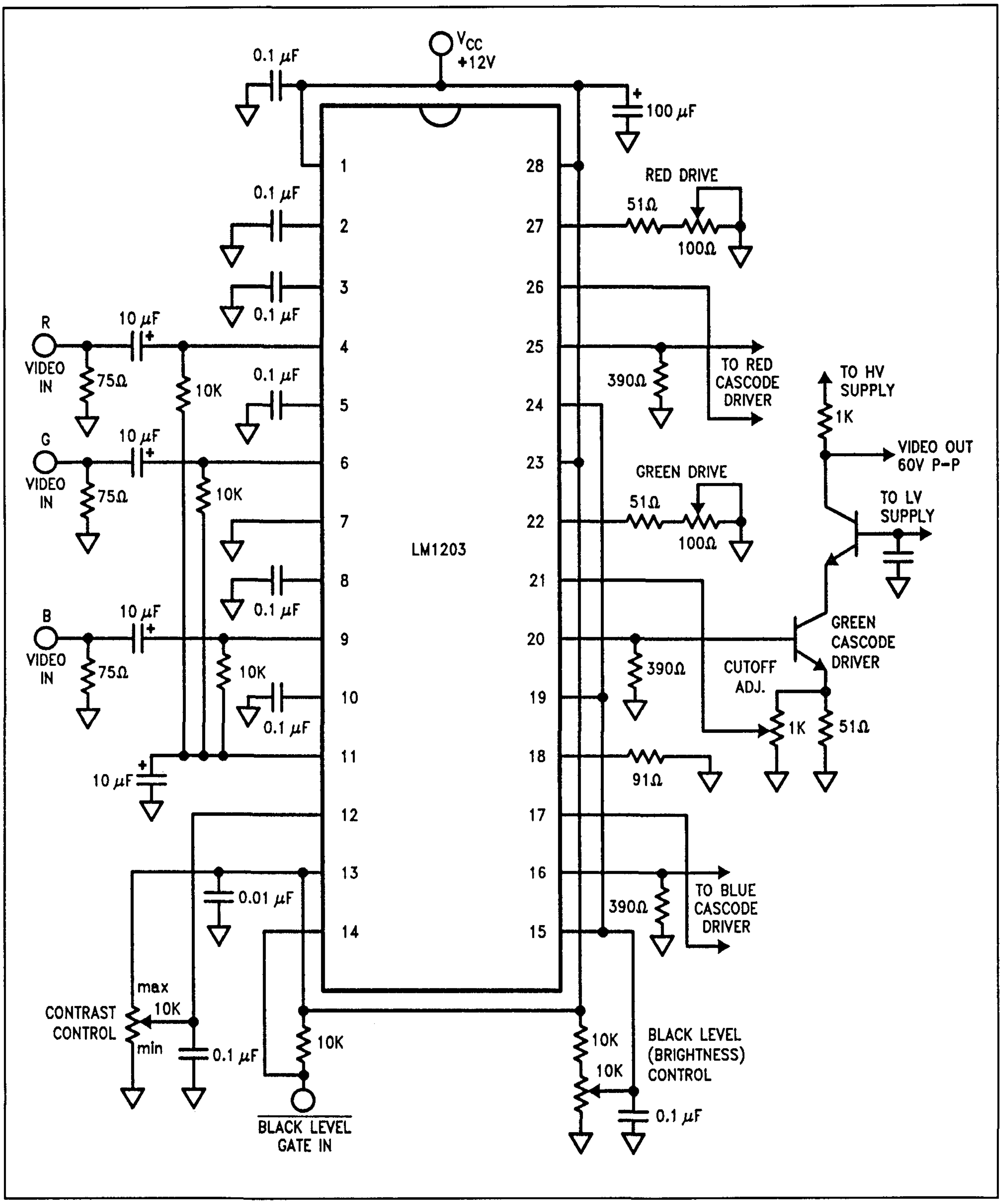
De uitgangen van het IC worden verbonden met dubbele emittervolgers. Deze geven de schakeling een optimale afsluitimpedantie van 75 Ω.

De grote condensatoren van 500 µF in de uitgangen leggen het -3 dB punt aan de lage kant vast op 4 Hz.



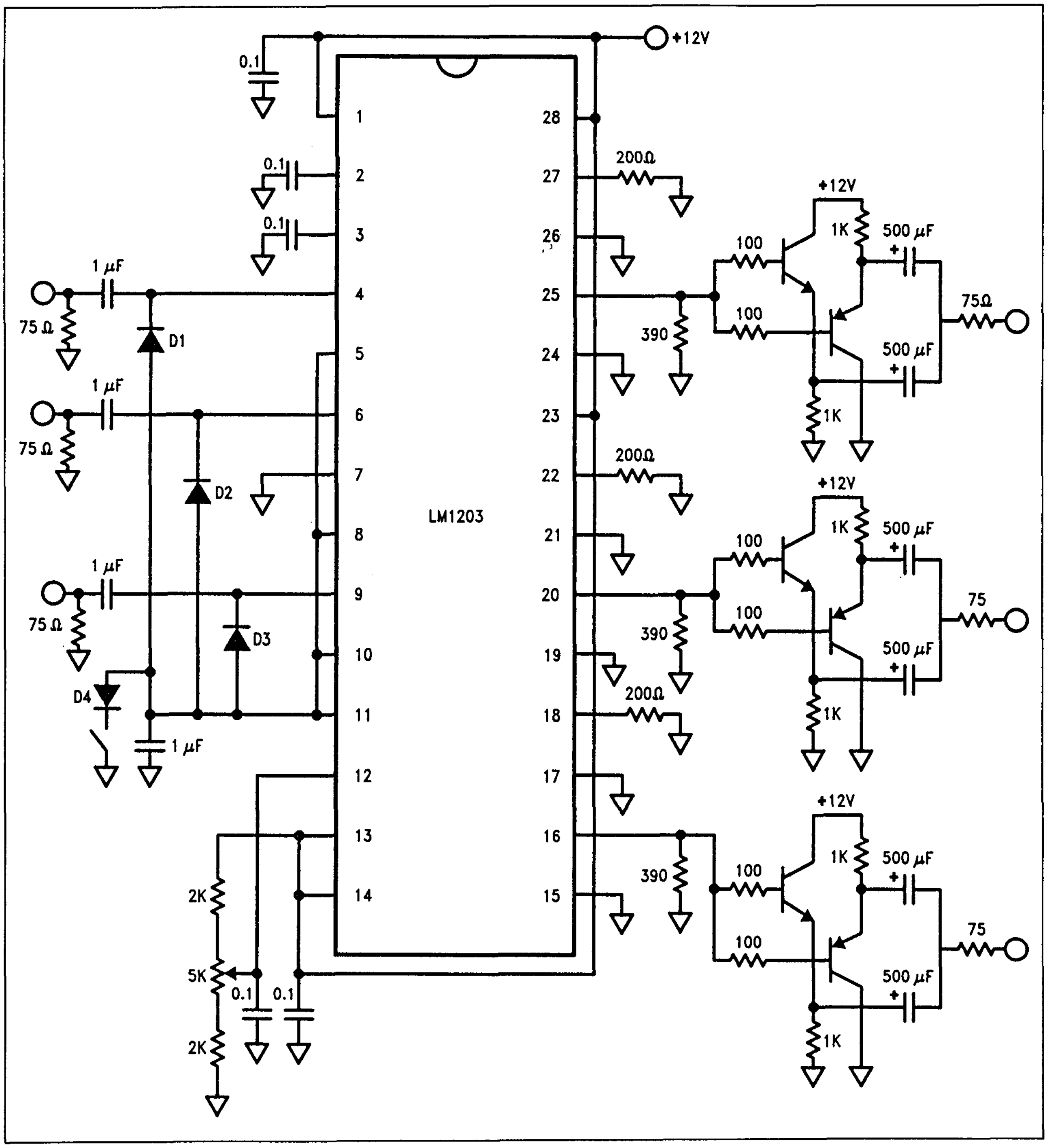
Figuur 15/9.1-23: Een driekanaals hoogfrequent versterker met een LM 1203.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-24: Standaard schakeling rond de LM 1203.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-25: Eenvoudige videobuffer, die gebruikt kan worden in video omschakelaars.

LM 1391
phase locked loop voor horizontale afbuiging

De LM 1391 is specifiek ontworpen als PLL-gesynchroniseerde oscillator voor de horizontale afbuiging in TV-ontvangers. De schakeling bevat een gestabiliseerde voeding, een gelijkspanningsgestuurde duty cycle control, een oscillator en een lineair gebalanceerde fase comparator.

9.1 Type-beschrijving

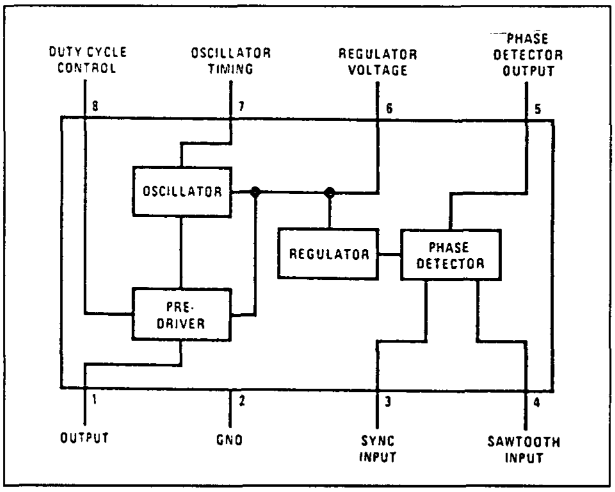
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-26
- intern schema: figuur 15/9.1-27
- voedingsspanning:
  24 V typisch
- voedingsstroom: 20 mA typisch
- oscillator frequentie: 500 kHz max.
- hold bereik: +/-900 Hz
- pull-in bereik: +/-300 Hz

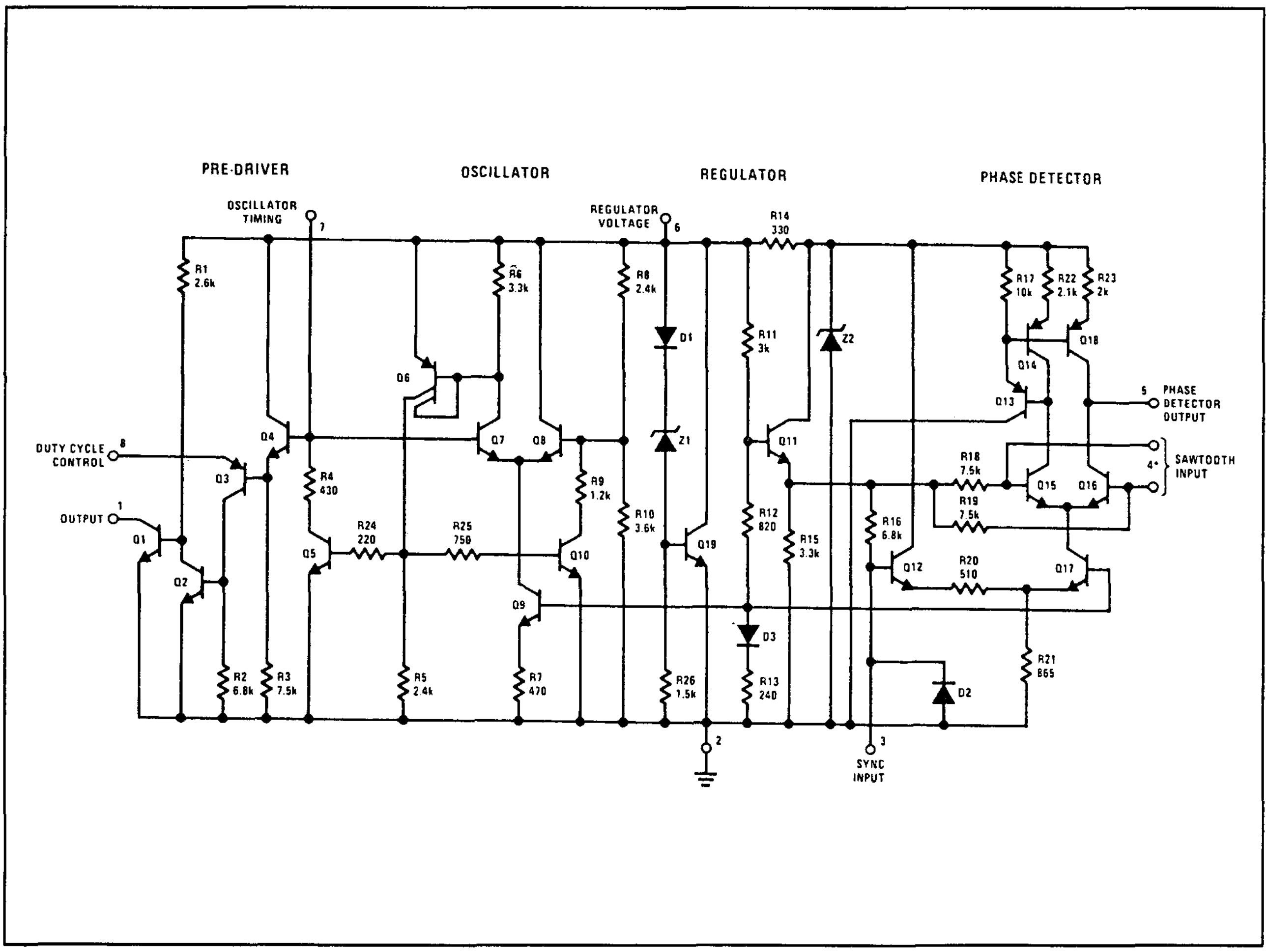
Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/9.1-28:

Standaard schakeling rond de LM 1391, gebruikt als oscillator voor de horizontale afbuiging en gestuurd met negatieve sync-pulsen.

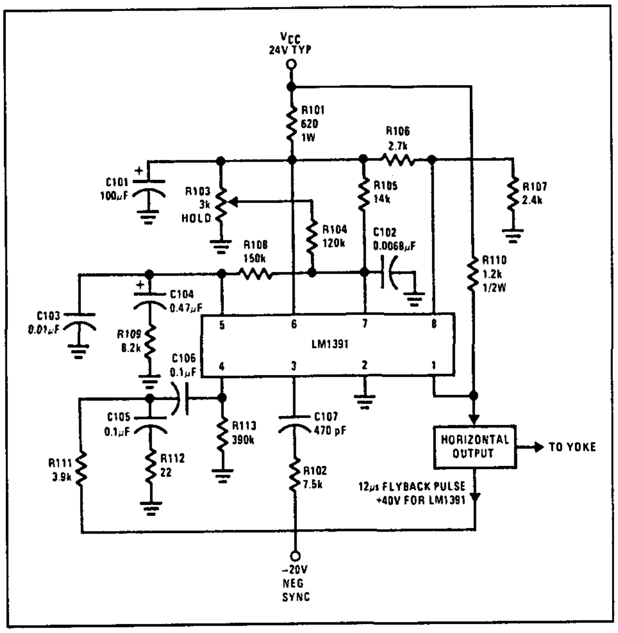


Figuur 15/9.1-26: Aansluitgegevens van de LM 1391.



Figuur 15/9.1-27: Intern schema van de LM 1391.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-28: Standaard schakeling rond de LM 1391.

LM 1823

video MF-versterker met PLL detector

De LM 1823 bevat alle trappen voor een volledige verwerking van het video middenfrequent signaal. De schakeling bevat:

- een vijf traps midden frequent versterker;
- een PLL synchrone amplitude detector;
- een AGC-schakeling;
- een AFC-detector.

De schakeling is ontwikkeld voor high-end TV-toepassingen, waarbij grote waarde wordt gehecht aan een zo goed mogelijke terugwinning van de middenfrequent frequentie van het geluid. De schakeling kan gebruikt worden voor diverse normen en werkt op middenfrequenties van 38,9 MHz, 45,75 MHz, 58,75 MHz en 61,25 MHz.

Technische gegevens

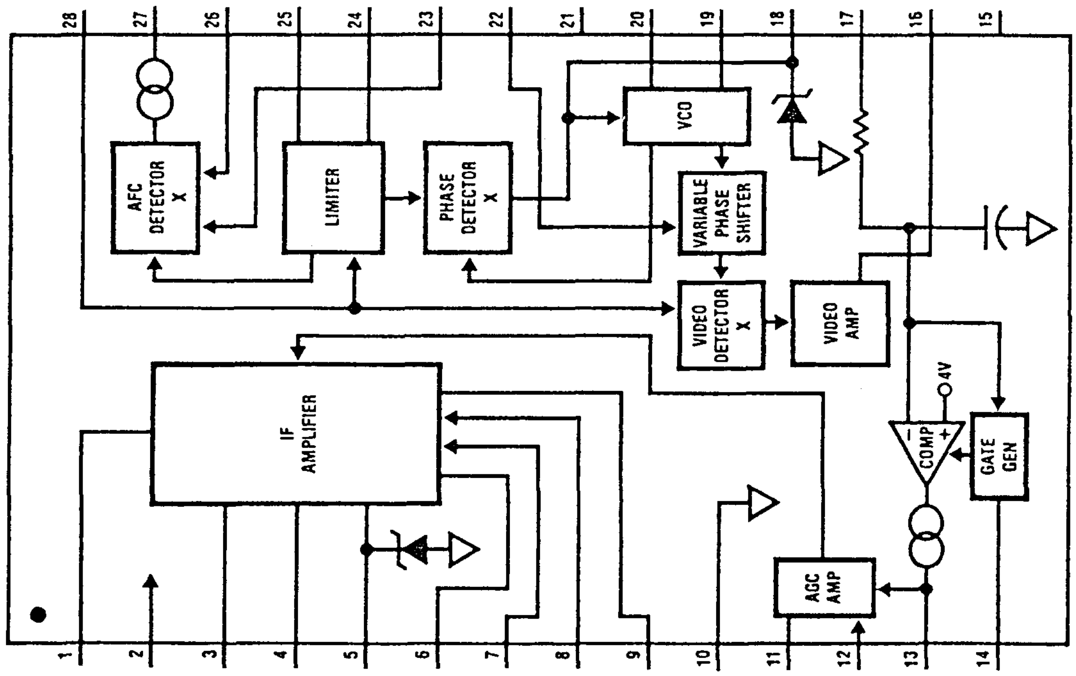
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-29
- intern blokschema: figuur 15/9.1-29
- voedingsspanning:
  15 V max.
  12 V typisch
- voedingsstroom: 60 mA typisch
- maximale frequentie: 70 MHz
- ingangsimpedantie MF: 60 Ω
- uitgangsimpedantie MF: 10 kΩ
- versterking MF: 35 dB typisch
- AVC-controle: 55 dB max.
  4,6 V voor 15 dB verzwakking
  5,5 V voor 45 dB verzwakking
- ingangsimpedantie detector: 2 kΩ
- bandbreedte detector: 9 MHz
- pull-in bereik PLL: 3 MHz typisch
- spanning AFC:
  0,5 V min.
  10 V max.

Pen-beschrijving

- Pen 1
  Dit is de uitgang van de MF-versterker, aangesloten op de collector van een open collector transistor. Er moet dus een externe belastingsweerstand worden aangebracht, die zo dicht mogelijk bij de voeding op pen 2 moet worden gemonteerd.
- Pennen 3 en 4
  Deze zijn de ingangen waarmee de versterking van de MF versterker wordt ingesteld. Deze zijn verbonden met de emitters van de vierde MF-trap.
  Door tussen deze twee aansluitingen een weerstand aan te brengen kan men de versterking van de schakeling instellen. Intern is reeds een weerstand van 1.250 Ω aanwezig.
- Pennen 6, 7, 8, en 9
  Pennen 7 en 8 zijn de ingangen van de MF-versterker. De twee overige pennen zijn ontkoppelingpennen van de eerste differentiële trap, waartussen een condensator moet worden aangesloten. De ingangsimpedantie van de versterker is geoptimaliseerd voor ingangsimpedanties tussen 500 Ω en 2 kΩ, zodat men zonder meer SAW-filters in de schakeling kan toepassen.
- Pen 11
  Dit is de uitgang van de AGC-schakeling. Is verbonden met een open collector

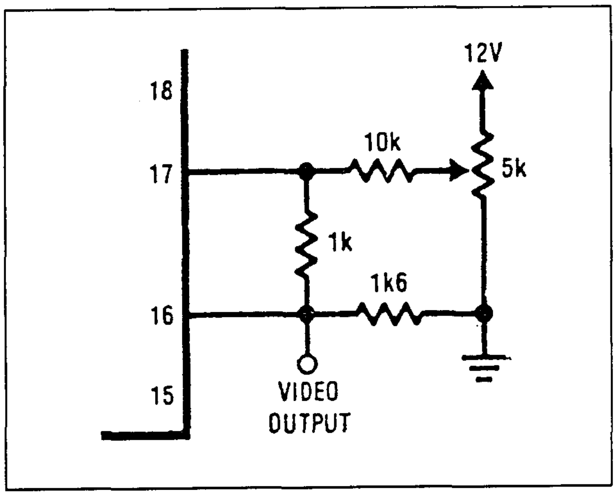
NPN-transistor. Deze transistor begint te geleiden als de spanning op pen 13 ongeveer 0,6 V hoger wordt dan de spanning op pen 12.

- Pen 12
  De preset-spanning op deze pen bepaalt het moment waarop de AGC overschakelt van de MF-versterker naar de voorversterker in de tuner.
- Pen 13
  Dit is de pen waarop de filtercondensator van de AGC wordt aangesloten.
- Pen 14
  Het RC-netwerk dat tussen deze pen en de massa wordt aangesloten legt de tijdconstante van de ingebouwde AGC vast.
- Pen 16
  Is de video-uitgang. Bestaat uit een darlington in emittervolger konfiguratie geschakeld.
- Pen 17
  De comparator ingang van de interne AGC. In de meeste gevallen kan pen 17 rechtstreeks met pen 16 doorverbonden worden.
  Het resultaat is een gemiddeld videosignaal van 3 V_{ttt}.
  Het is echter mogelijk, door gebruik te maken van het netwerkje van figuur 15/9.1-30, het niveau waarop de AGC aanspreekt, in te stellen.



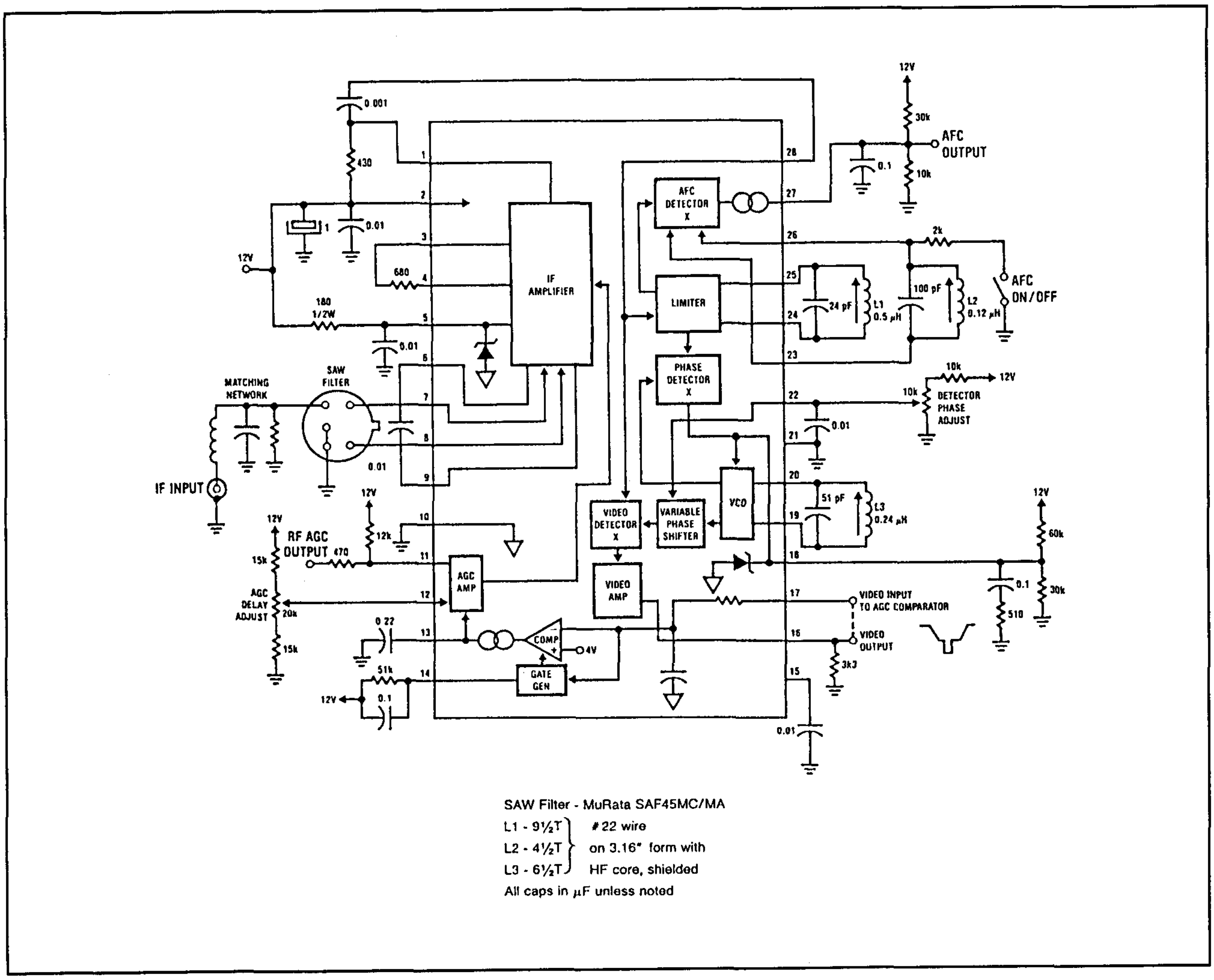
Figuur 15/9.1-29: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM 1823.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-30: Een externe instelling van het AGC aanspreekniveau.

- Pen 18
  Pen 18 is intern verbonden met de uitgang van de fasecomparator en de controle-ingang van de VCO. Op deze pen moet dus het laagdoorlaatfilter van de PLL worden aangesloten.
- Pennen 19 en 20
  Tussen deze pennen wordt een LC-kring aangesloten die de vrijlopende frequentie van de VCO vast legt.
- Pen 21
  Is de substraat-aansluiting van het IC, moet met de massa verbonden worden.



Figuur 15/9.1-31: Standaard schakeling rond de LM 1823.

9.1 Type-beschrijving

- Pen 22
  De detector fase regeling. Moet aangesloten worden op een regelspanning, die een fasegevoelige schakeling stuurt. Deze schakeling zorgt voor een juiste fasering tussen het ingangssignaal van de videodetector en het uitgangssignaal van de VCO.
- Pennen 23 en 26
  Een LC-netwerk tussen deze twee pennen bepaalt de centrumfrequentie van het AFC-netwerk. Een tweede functie van pen 26 is het aan- en uitschakelen van de AFC-functie. Deze wordt gestuurd door met een schakelaar deze pen naar de massa te schakelen.
- Pennen 24 en 25
  Een LC-filter tussen deze twee pennen vormt de afgestemde belasting voor de eentraps versterker van de begrenzingsschakeling die vanuit de uitgang van de video MF-versterker zowel de AFC als de video-detector stuurt.
- Pen 27
  Op deze pen staat de uitgangsstroom van de AFC-regeling ter beschikking. Deze uitgang levert stroom als de ingangsfrequentie kleiner is dan de centrale frequentie van de kring en trekt stroom in het omgekeerde geval.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/9.1-31:

Standaard schakeling rond de LM 1823, waarbij de schakeling op een middenfrequentie van 45,75 MHz staat ingesteld.

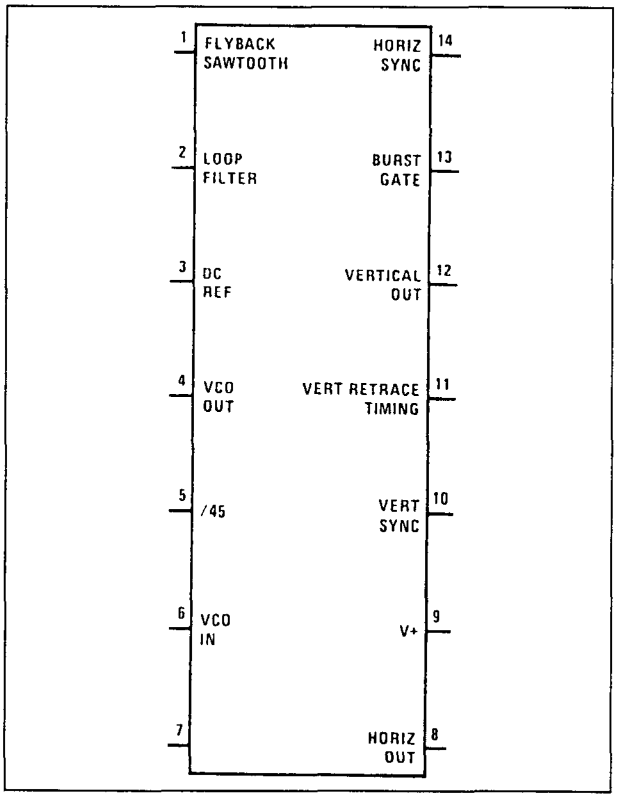
LM 1880

horizontale en vertikale processor

De LM 1889 bevat een spanningsgestuurde oscillator die door middel van een ceramisch filter wordt afgestemd op een vrijlopende frequentie van 503,5 kHz. Vanuit deze frequentie worden door middel van frequentiedelers de horizontale en vertikale afbuigsignalen gegenereerd. De schakeling wordt gestuurd vanuit de horizontale en vertikale synchronisatiepulsen en vereist geen afregelonderdelen.

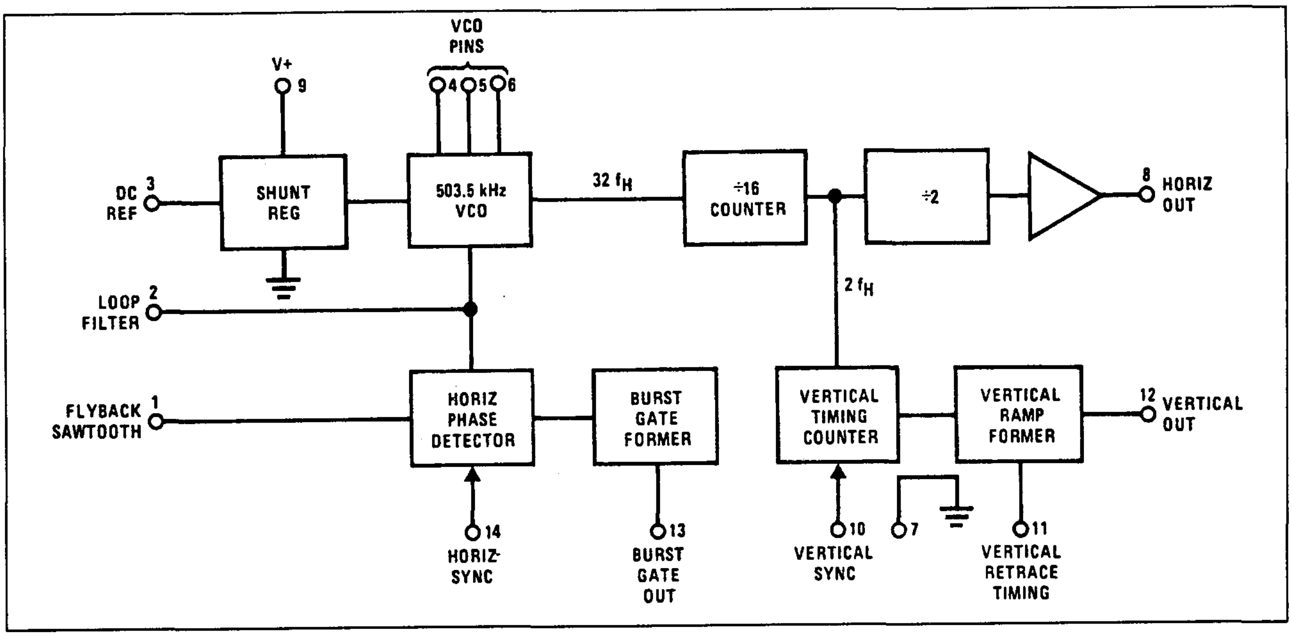
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-32
- intern blokschema: figuur 15/9.1-33
- voedingsspanning:
  12 V typisch
- voedingsstroom: 18 mA typisch
- horizontale lock-frequentie:
  15.150 Hz min.
  16.300 Hz max.
- horizontale pull-in range: +/-600 Hz
- horizontale duty cycle: 50 %
- vertikale lock-frequentie:
  55,0 Hz min.
  61,7 Hz max.
- burst-puls breedte: 5 µs typisch



Figuur 15/9.1-32: Aansluitgegevens van de LM 1880.

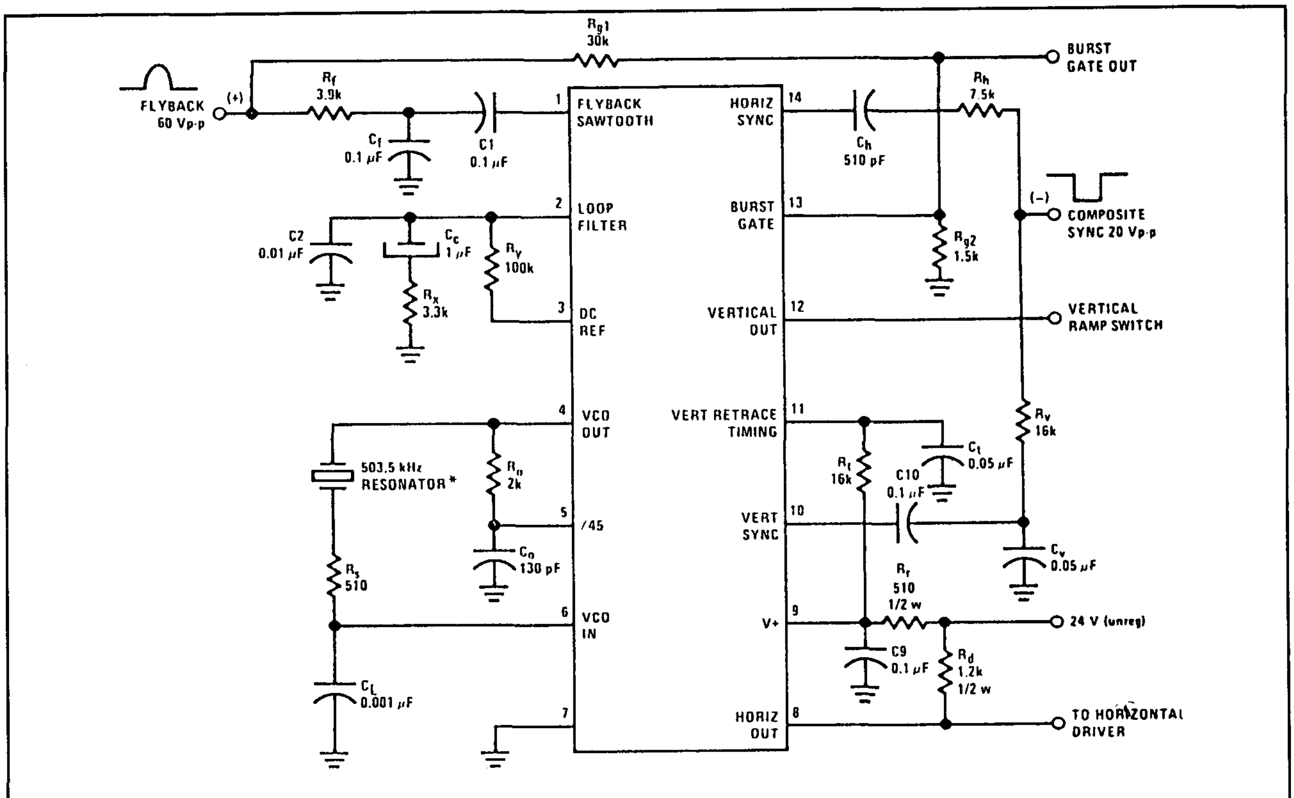
9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-33: Intern blokschema van de LM 1880.

Voorbeeld-schakeling
– figuur 15/9.1-34:

Standaard schakeling rond de LM 1880.



*MuRata Corporation of America, Part No. CSB503B

Figuur 15/9.1-34: Standaard-schakeling rond de LM 1880.

9.1 Type-beschrijving

LM 1881

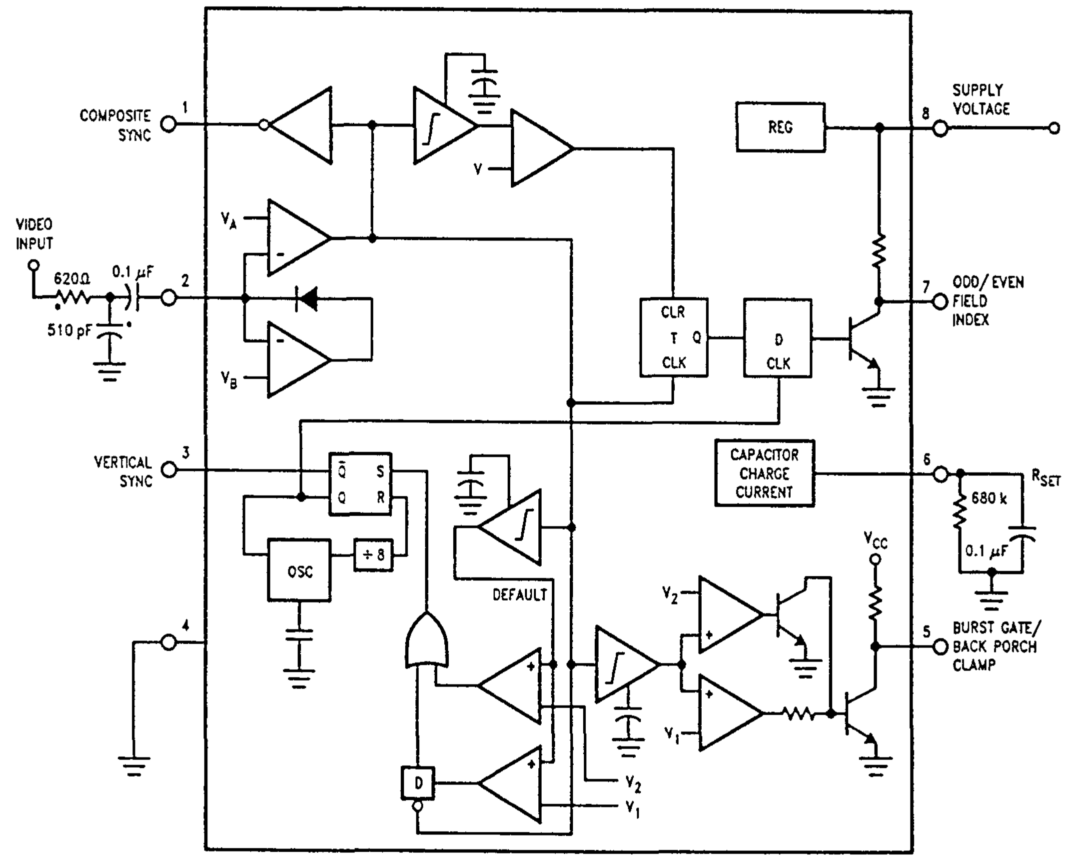
video synchronisatie scheider

De LM 1881 verwerkt composite video signalen volgens de NTSC, PAL en SECAM normen en leidt uit dit signaal de volgende informatie af:
- vertikale synchronisatie pulsen;
- samengestelde synchronisatie pulsen;
- even/oneven beeld informatie;
- burst-puls.

De amplitude van het ingangssignaal kan liggen tussen 0,5 V en 2 V.

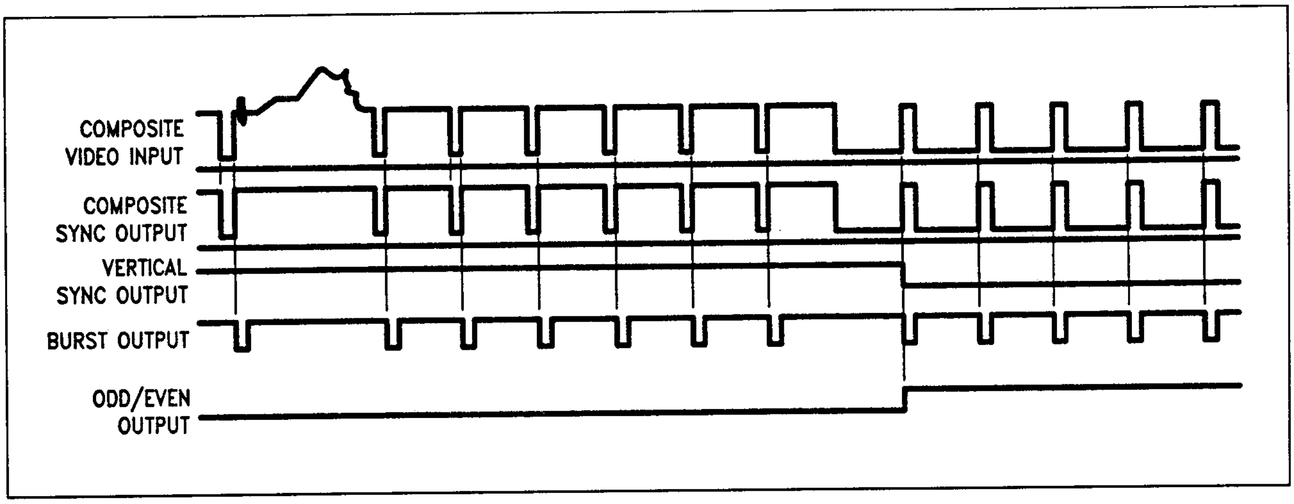
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-35
- intern blokschema: figuur 15/9.1-35
- voedingsspanning:
  13,2 V max.
  5 V typisch
- voedingsstroom: 12 mA typisch
- ingangsspanning:
  0,5 V min.
  2,0 V max.
- maximale uitgangsspanningen bij 5 V voeding:
  composite sync: 4,0 V
  vertikale sync: 4,0 V
  burst: 4,0 V
  even/oneven: 4,0 V
- vertikale sync-breedte:
  190 µs min.
  300 µs max.
- burstpuls breedte:
  2,5 µs min.
  4,7 µs max.
- tijddiagram: figuur 15/9.1-36

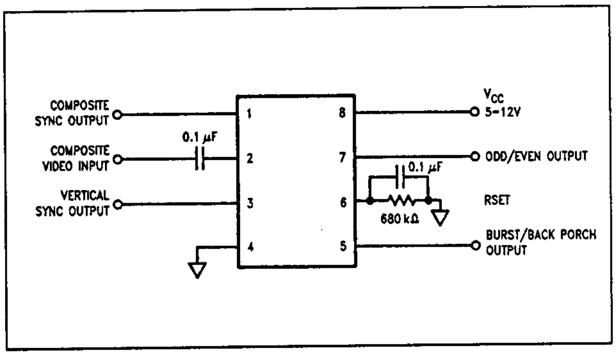


Figuur 15/9.1-35: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM 1881.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-36: Tijddiagram van de in- en uitgangspulsen van de LM 1881.



Figuur 15/9.1-37: Standaard schema rond de LM 1881.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/9.1-37:

Standaard schakeling rond de LM 1881. Let op de capacitieve koppeling aan de ingang. Deze is noodzakelijk omdat het IC anders niet in staat is het zwartniveau in te stellen.

- figuur 15/9.1-38:

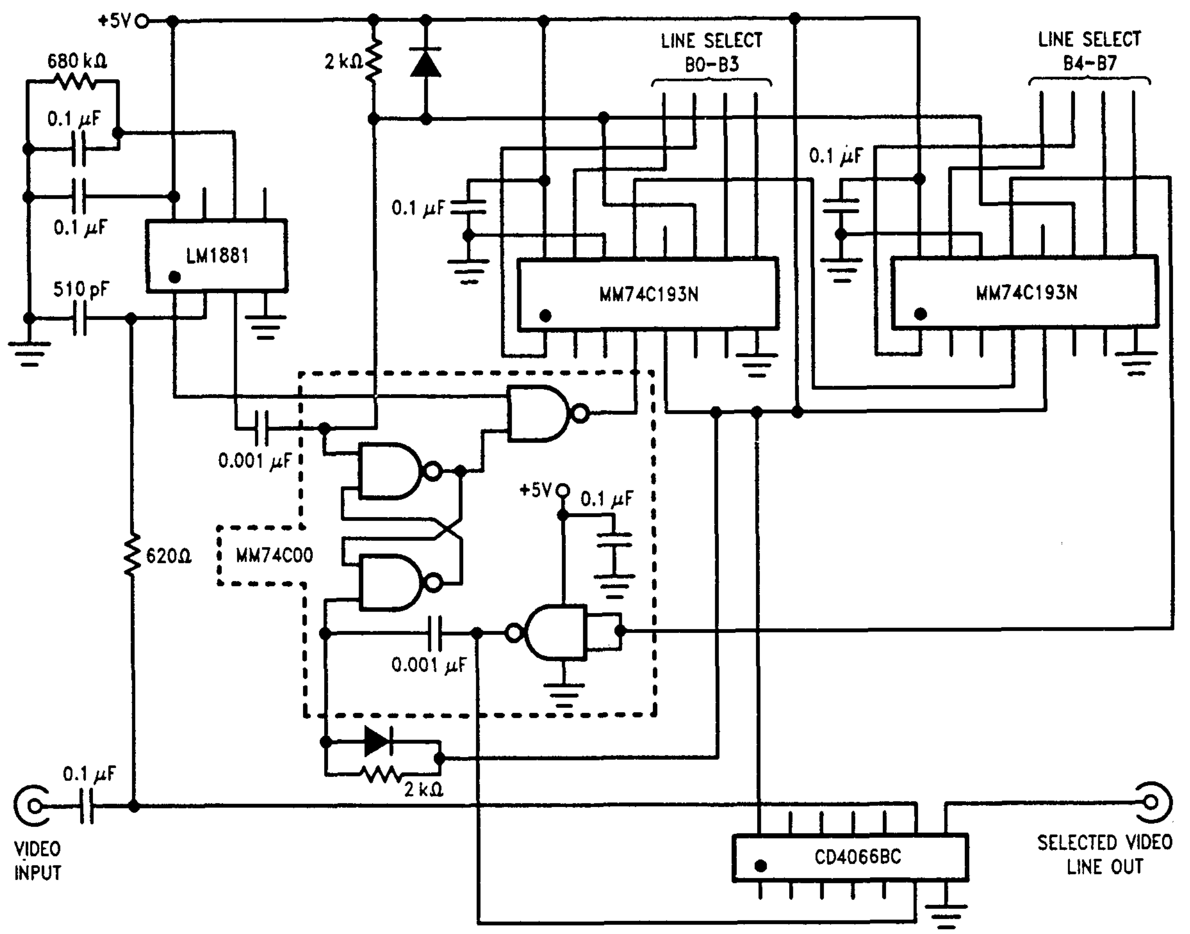
Video line selector, waarmee men één videolijn uit het totale signaal kan selecteren. De lijn wordt ingesteld met de binaire code die op de ingangen B0 tot en met B7 wordt ingesteld.
De dalende flank van de vertikale synchronisatie wordt gebruikt voor het inlezen van het geselecteerde lijnnummer in de tellers 74193 en voor het setten van een start-latch. Deze is samengesteld uit twee NAND's. De samengestelde sync-pulsen worden gebruikt voor het tellen van de lijnpulsen in de tellers.
De analoge schakelaar 4066 wordt open geschakeld gedurende het tijdverloop van de geselecteerde lijn.

LM 1886

video matrix DAC

De LM 1886 is een drievoudige 3 bit brede digitaal naar analoog omzetter, die uit drie 3 bit brede binaire codes (R, G en B) de analoge signalen afleidt die noodzakelijk zijn voor het besturen van een kleuren beeldbuis.
De helderheidsuitgang wordt gedecodeerd volgens de standaard uitdrukking:
$Y = 0.3R + 0.59G + 0.11B$
en de R-Y en B-Y uitgangen worden gewogen om overmodulatie te verhinderen.
De polariteit van de burst- en R-Y signalen kan geïnverteerd worden, zodat de schakeling ook geschikt is voor het genereren van PAL-signalen.
De uitgangsspanningen zijn geschikt om rechtstreeks de ingangen van de LM 1889 modulator aan te sturen.
De schakeling moet gestuurd worden uit SYNC, BLANK en BURST pulsen, die gegenereerd moeten worden met een syncgenerator.

9.1 Type-beschrijving

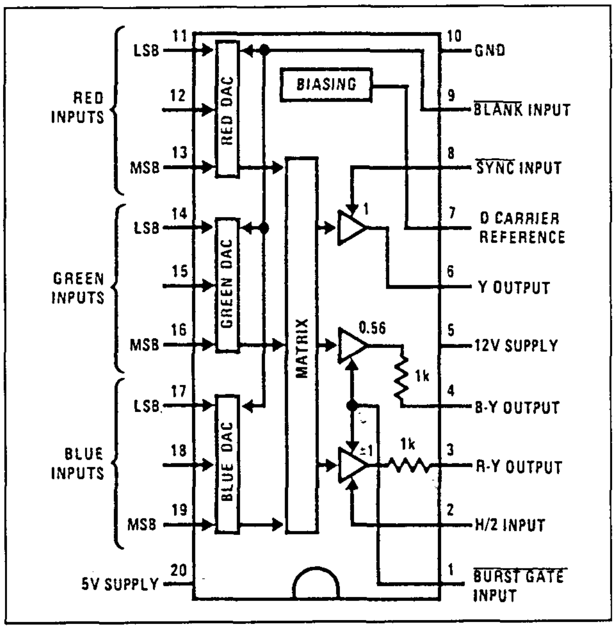


Figuur 15/9.1-38: Een lijnselector, die één lijn uit een volledig TV-frame via een elektronische schakelaar doorschakelt naar de uitgang.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-20
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-39
- intern blokschema: figuur 15/9.1-39
- voedingsspanning:
  pen 5: 15 V max., 12 V typisch
  pen 20: 6 V max., 5 V typisch
- voedingsstroom:
  pen 5: 13 mA typisch
  pen 20: 11 mA typisch
- alle ingangen: TTL-compatible
- uitgangsspanningen:
  R-Y: 1,23 V max.
  B-Y: 0,87 V max.
  Y: 1,75 V max.
  sync-level: -0,77 V typisch
  PAL-burst: -0,25 V
  NTSC-burst: -0,35 V
  blancking-niveau: 0 V typisch
  draaggolf referentie: 2,2 V typisch
- stijgtijd: 35 ns typisch
- daaltijd: 230 ns typisch
- timing-diagram: figuur 15/9.1-40

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-39: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM 1886.

Kleurcodering

Omdat de TTL-ingangen tamelijk hoogimpedant zijn, kan men de codeer-ingangen desgewenst parallel schakelen.
In figuur 15/9.1-41 is een voorbeeld gegeven als men alleen de drie primaire kleuren en hun complement wil genereren. De waarheidstabel van deze codering is getekend in figuur 15/9.1-42. Voor samengestelde kleuren, waarvan enige voorbeelden onderaan in de tabel zijn vermeld, moeten alle negen ingangen afzonderlijk aangestuurd worden.

Als men alleen grijstinten wil genereren kan men de drie DAC's parallel schakelen volgens het schema van figuur 15/9.1-43. Men kan dan acht grijswaarden opwekken, waarbij wit en zwart ook als grijswaarde worden gerekend.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/9.1-44:

Een volledige video-modulator, waarbij de LM 1886 wordt gebruikt voor het genereren van de kleuren en de LM 1889 voor het moduleren van de verschillende signalen op een draaggolf. De draaggolf frequentie wordt voor PAL gegenereerd door een kristal met een frequentie van 4,4336 MHz.

LM 1889

video hoogfrequent modulator

De LM 1889 ontvangt audio-, luminance- en kleuren-signalen en moduleert deze op de respectievelijke hoogfrequent draaggolven.
De schakeling is opgebouwd uit:

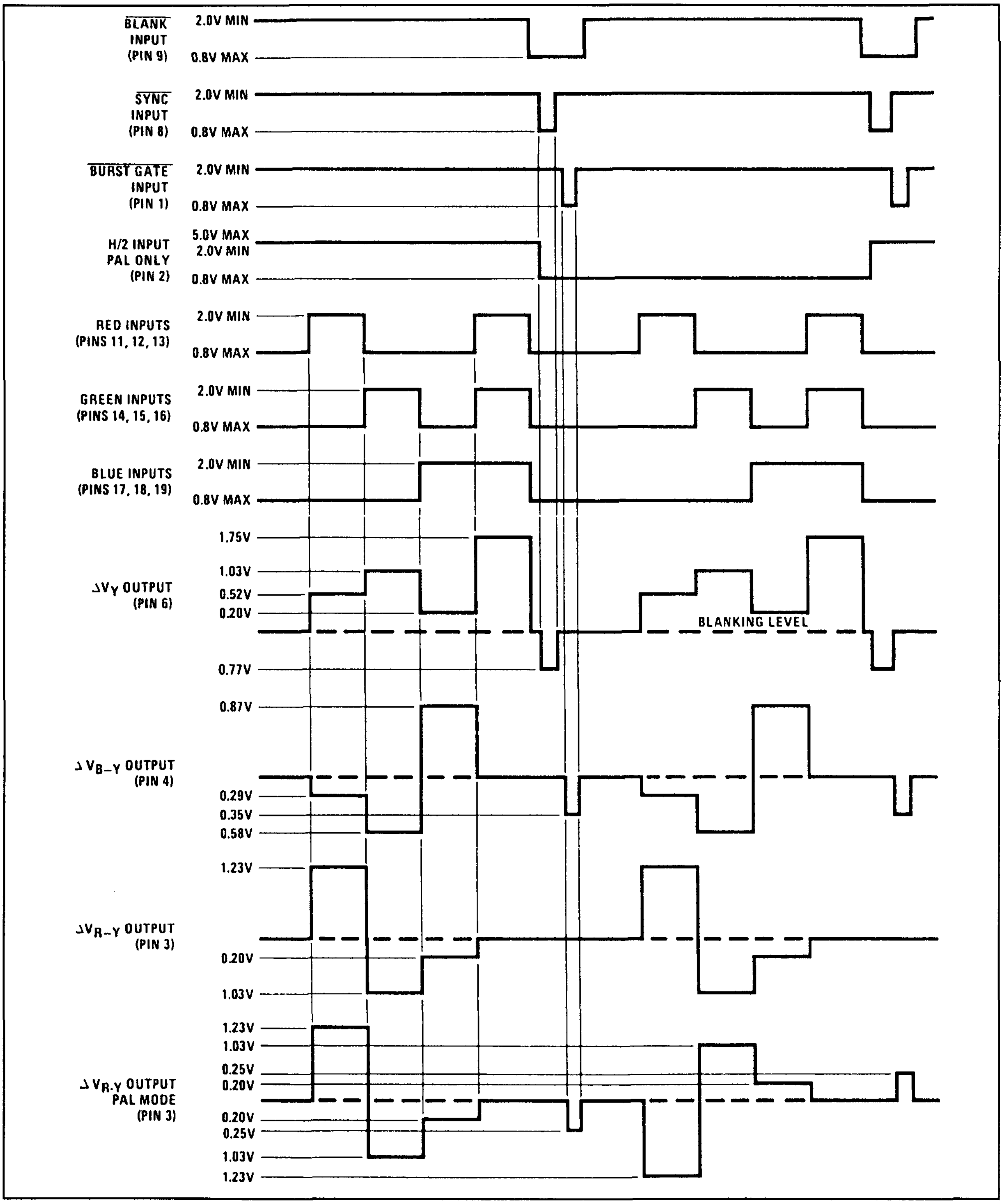
- een subcarrier oscillator voor het geluid;
- een subcarrier oscillator voor het chroma signaal;
- een quadrature kleuren modulator;
- twee hoogfrequente oscillatoren en modulatoren die werkzaam zijn in de VHF-band.

De LM 1889 kan gebruikt worden voor het omzetten van video-signalen, zoals van spelletjes of recorders, naar VHF-gemoduleerde signalen die rechtstreeks aan de antenne-ingang van een gewone TV aangesloten kunnen worden.

Technische gegevens

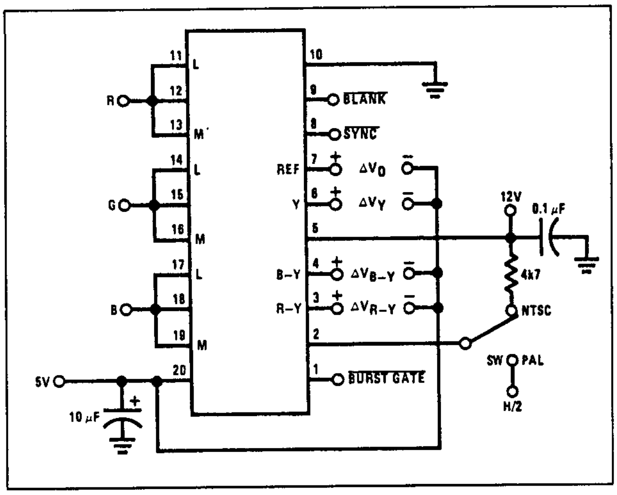
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-45
- intern blokschema: figuur 15/9.1-45
- voedingsspanning:
  19 V max.
  12 V typisch
- voedingsstroom: 35 mA typisch
- uitgangsspanningen:
  chroma oscillator: 5 V_{ttt} typisch
  geluidsdraaggolf: 3 V_{ttt} typisch
  VHF-signalen: 350 mV_{ttt} typisch
- maximale VHF-frequentie: 100 MHz typisch
- temperatuurcoëfficiënten van de oscillatoren:
  chroma: 0,05 ppm/°C typisch
  geluid: -15 ppm/°C typisch
  VHF: -50 ppm/°C typisch
- ingangsimpedanties:
  chroma modulator: 500 kΩ//2 pF
  VHF-modulator: 1 MΩ//2 pF

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-40: Timing-diagram van de LM 1886.

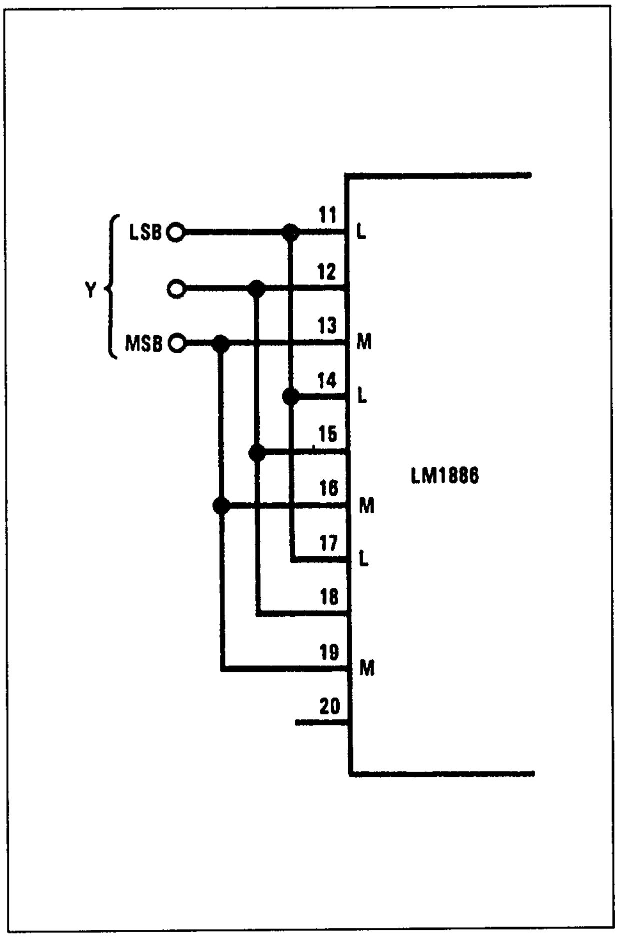
9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-41: Het genereren van de drie primaire kleuren en hun complementen met de LM 1886.

	Color	Red M		Red L	Green M		Green L	Blue M		Blue L
	Black	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	Dark Grey	0	1	0	0	1	0	0	1	0
	Light Grey	1	0	1	1	0	1	1	0	1
	White	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Primary	Red	1	1	1	0	0	0	0	0	0
Primary	Green	0	0	0	1	1	1	0	0	0
Primary	Blue	0	0	0	0	0	0	1	1	1
Complementary	Cyan	0	0	0	1	1	1	1	1	1
Complementary	Magenta	1	1	1	0	0	0	1	1	1
Complementary	Yellow	1	1	1	1	1	1	0	0	0
	Brown	0	1	1	0	1	1	0	0	0
	Orange	1	1	1	1	0	0	0	0	0
	Flesh Tone	1	1	1	1	1	0	1	0	1
	Pink	1	1	1	1	1	0	1	1	0
	Sky Blue	1	0	1	1	0	1	1	1	1

Figuur 15/9.1-42: De waarheidstabel voor het genereren van vier grijstinten, de drie primaire kleuren, hun complementen en voor enige voorbeelden van samengestelde kleuren.



Figuur 15/9.1-43: Het genereren van acht grijswaarden met de LM 1886.

Voorbeeld-schakelingen

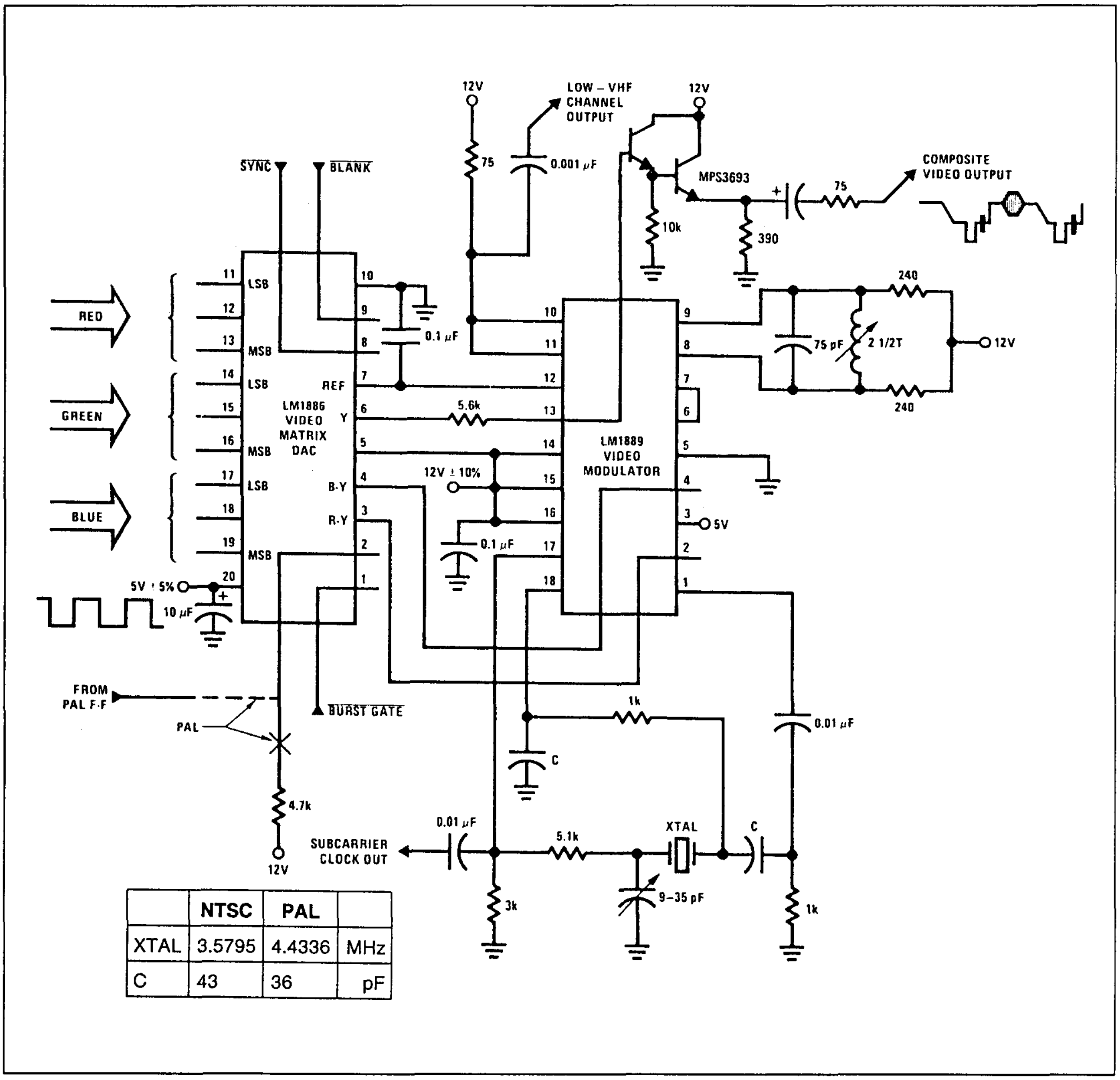
- figuur 15/9.1-46:

Het omzetten van afzonderlijke luminance- en chroma-signalen in een composite video en hoogfrequent gemoduleerde uitgang.

- figuur 15/9.1-47:

Een zeer eenvoudige schakeling voor het sturen van karakter-display's in zwart-wit.

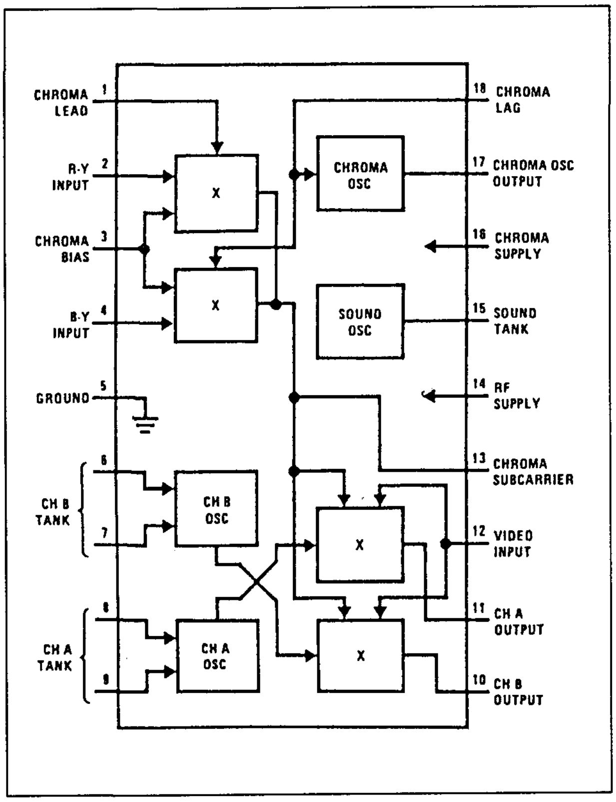
9.1 Type-beschrijving



	NTSC	PAL	
XTAL	3.5795	4.4336	MHz
C	43	36	pF

Figuur 15/9.1-44: Een eenvoudige video-modulator met een LM 1886 en een LM 1889.

9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-45: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM 1889.

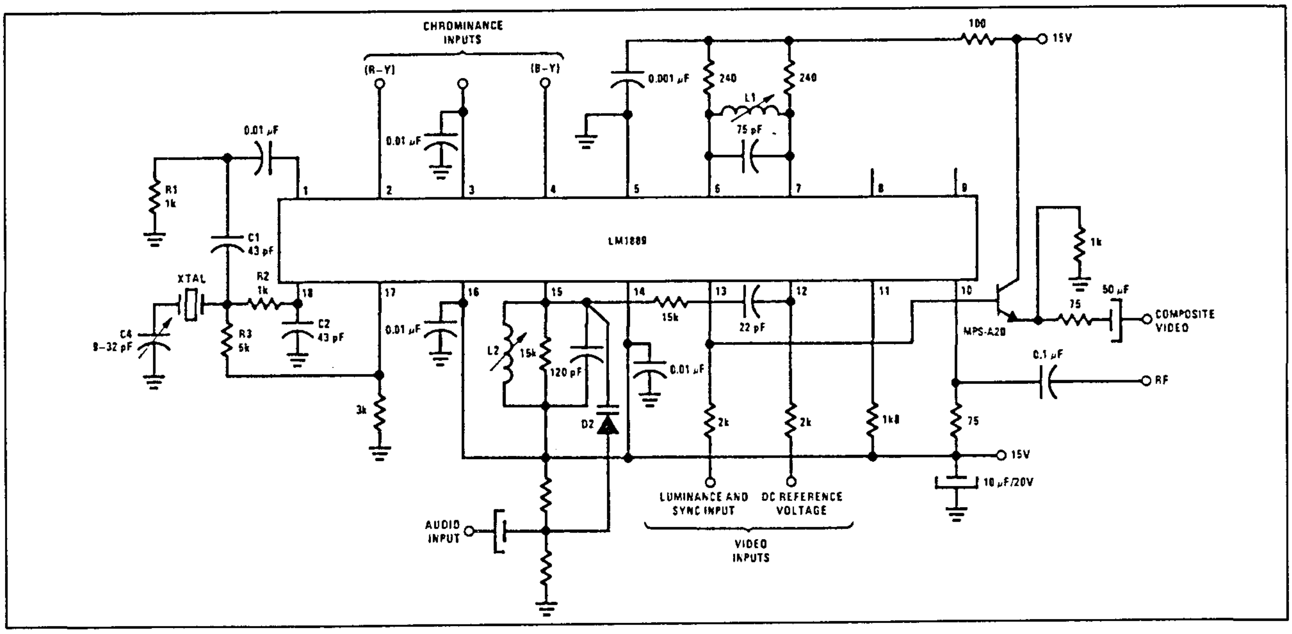
LH 2422

video display driver

De LH 2422 is een breedbandige video-driver, die speciaal ontwikkeld is voor het genereren van grote, kort durende spanningen over een belasting.
De schakeling werkt volgens het transimpedantie principe, waarbij een ingangsstroom van +/-6,5 mA wordt omgezet in een uitgangsspanning van +/-20 V. De schakeling kan worden gebruikt voor het besturen van hoge resolutie beeldbuizen en is zonder meer in staat de nodige energie te pompen voor het aansturen van een beeldpunt met een breedte van slechts 10 ns.

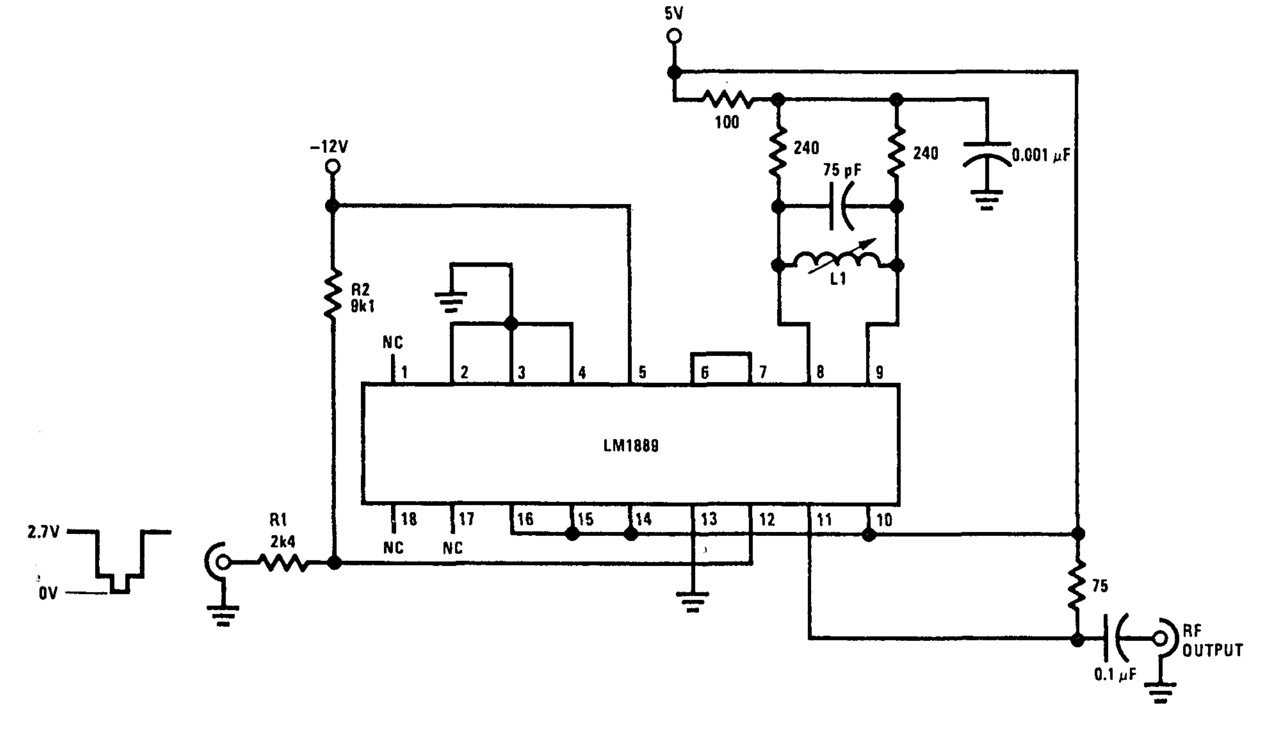
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: speciaal
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-48
- intern schema: figuur 15/9.1-49
- voedingsspanning:
  70 V max.
  60 V typisch
- voedingsstroom: 40 mA onbelast

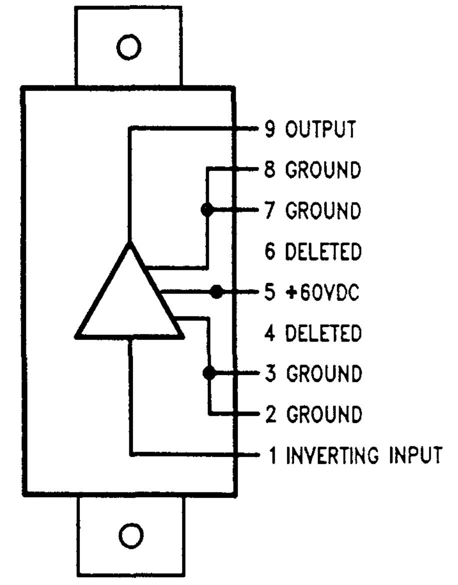


Figuur 15/9.1-46: Het omzetten van R-Y, B-Y, helderheid, sync en audio signalen in een gecombineerd video-signaal (uitgang 13) of een gemoduleerd VHF-signaal (uitgang 10).

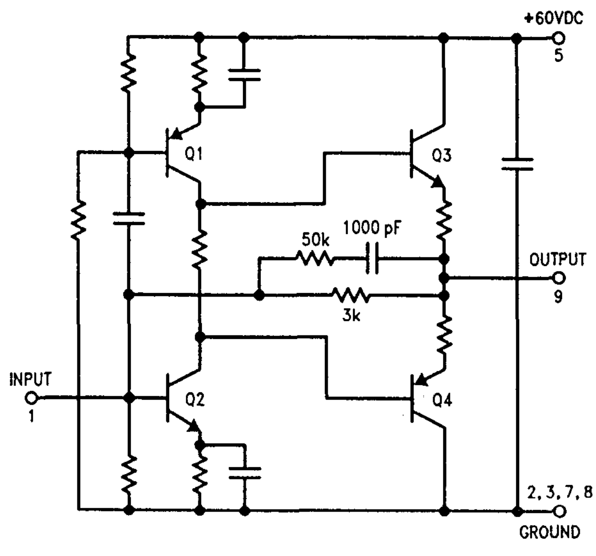
9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-47: Een zeer eenvoudige driver voor monochrome tekstschermen.



Figuur 15/9.1-48: Behuizing en aansluitgegevens van de LH 2422.



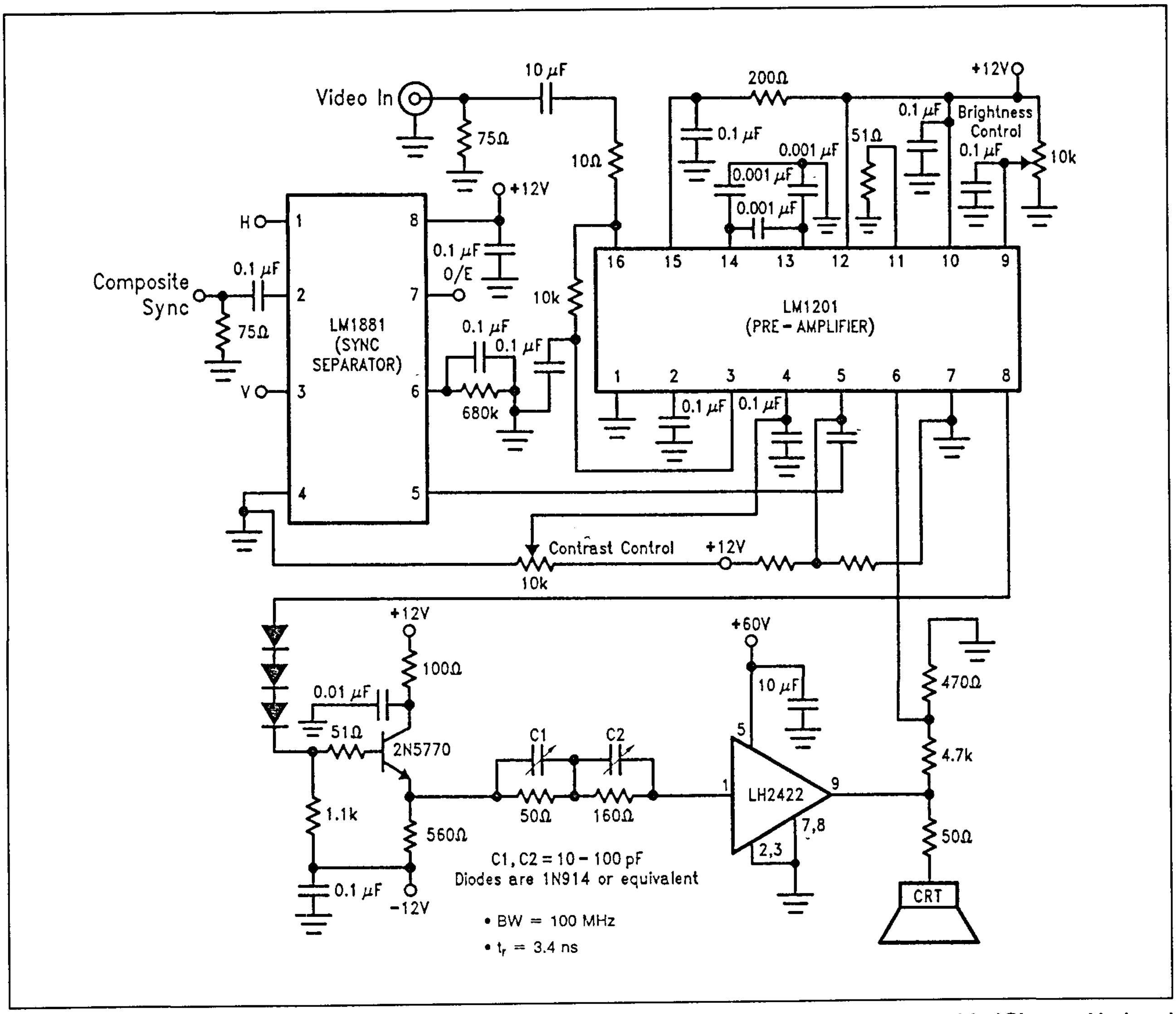
Figuur 15/9.1-49: Intern schema van de LH 2422.

9.1 Type-beschrijving

vermogen: 6 W max.
stijgtijd: 3,3 ns typisch
daaltijd: 3,3 ns typisch
bandbreedte: 100 MHz min.
overshoot: 10 % max.
spanningsversterking: 14,5 typisch
lneariteit: 5 % typisch
ingangsoffset: 1,7 V typisch
uitgangsoffset: 34 V typisch

Voorbeeld-schakeling

– figuur 15/9.1-50:
Volledig geïntegreerde oplossing voor het besturen van een hoge resolutie display, vanuit een gecombineerd syncsignaal en een video-bron. De LM 1881 wordt gebruikt om de burstpuls uit de gecombineerde sync af te leiden. Het video-signaal wordt voorversterkt in een LM 1201 en nadien via een LH 2422 aan de beeldbuis aangeboden.



Figuur 15/9.1-50: Het aansturen van een beeldbuis vanuit video- en sync-signalen met drie IC's van National Semiconductor.

9.1 Type-beschrijving

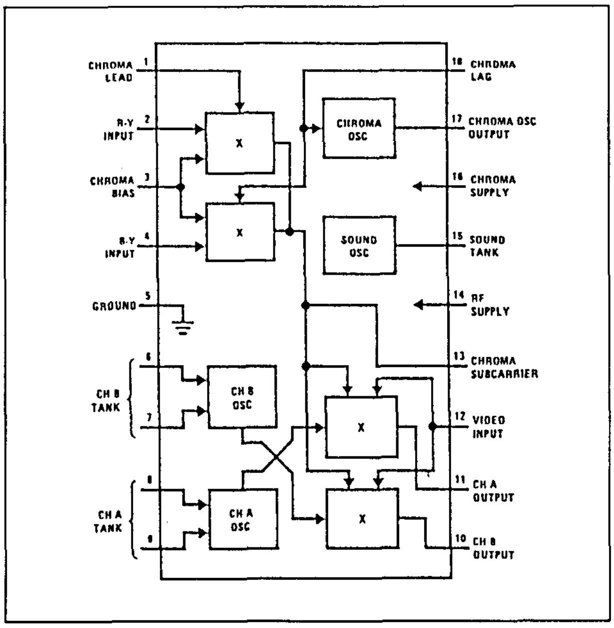
LM 2889

video hoogfrequent modulator

De LM 2889 ontvangt een audio- en een video-signaal en moduleert deze op de respectievelijke hoogfrequent draaggolven. De schakeling is opgebouwd uit:

- een subcarrier oscillator voor het geluid;
- twee hoogfrequente oscillatoren en modulatoren die werkzaam zijn in de VHF-band.

De LM 2889 kan gebruikt worden voor het omzetten van video-signalen, zoals van spelletjes of recorders, naar VHF-gemoduleerde signalen die rechtstreeks aan de antenne-ingang van een gewone TV aangesloten kunnen worden.



Figuur 15/9.1-51: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM 2889.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-51
- intern blokschema: figuur 15/9.1-51
- voedingspanning:
  18 V max.
  12 V typisch
- voedingsstroom: 16 mA typisch
- uitgangsspanningen:
  geluidsdraaggolf: 3,4 V_{ttt} typisch
  VHF-signalen: 550 mV_{ttt} typisch
- maximale VHF-frequentie: 100 MHz typisch
- temperatuurcoëfficiënten van de oscillatoren:
  geluid: -15 ppm/°C typisch
  VHF: -50 ppm/°C typisch
- ingangsimpedanties:
  geluidsmodulator: 1,5 kΩ
  VHF-modulator: 1 MΩ//2 pF

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/9.1-52:

Het omzetten van audio- en video-signalen in een hoogfrequent gemoduleerde uitgangsspanning.

LH 4266

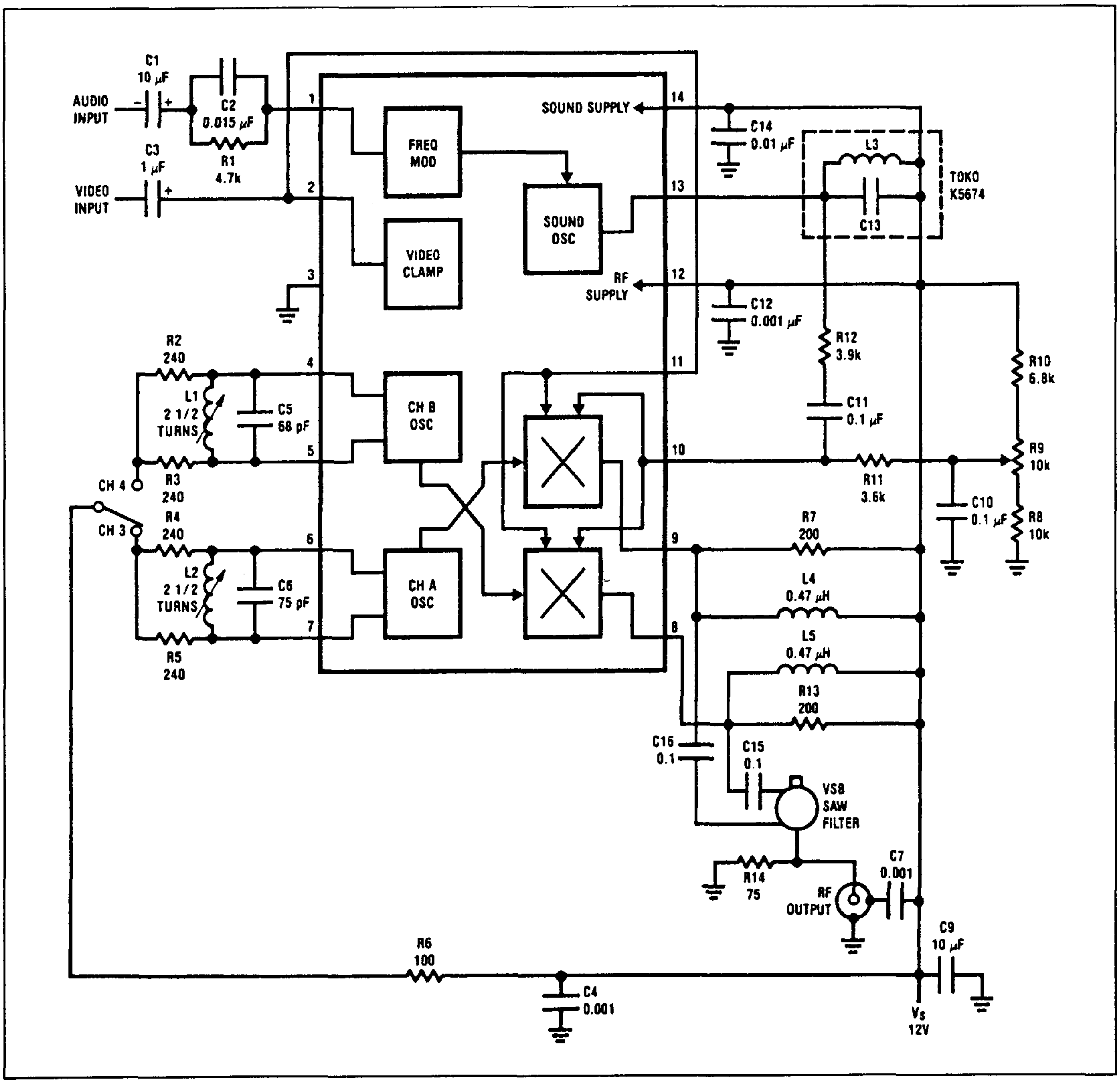
hoogfrequente omschakelaar

De LH 4266 is een enkelpolige omschakelaar voor video en HF-schakelapplicaties. De niet ingeschakelde ingang kan afgesloten worden met een belastingsweerstand om lijnreflekties en misaanpassingen te voorkomen.
De besturingsingang is TTL-compatible.
De schakelaar heeft een bandbreedte tot 150 MHz.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 15/9.1-53
- intern blokschema: figuur 15/9.1-53
- voedingsspanning:
  +/-18 V max.
  +/-15 V typisch
- voedingsstroom: +7/-0,06 mA
- AAN-weerstand schakelaars: 15 Ω typisch
- vervorming: 1,0 % max.
- verlies over schakelaars: 1,5 dB
- isolatie open schakelaar: 75 dB typisch
- schakelsnelheid: 500 ns min.

9.1 Type-beschrijving



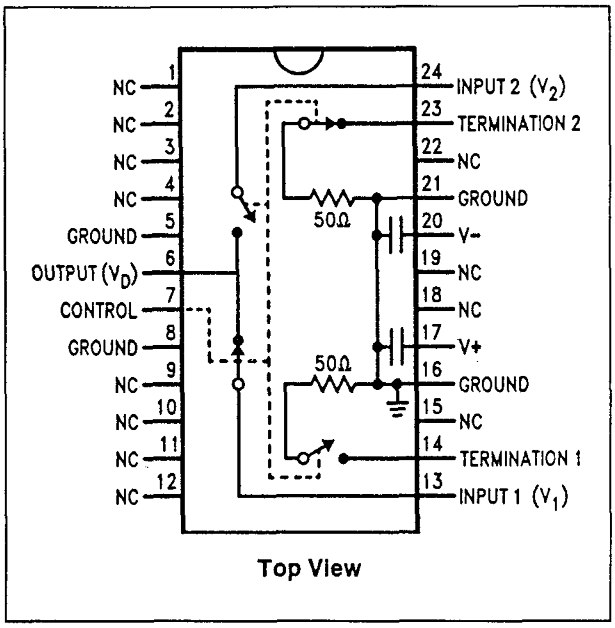
Figuur 15/9.1-52: Het omzetten van audio- en video-signalen in een hoogfrequent gemoduleerde uitgangsspanning.

Voorbeeld-schakelingen

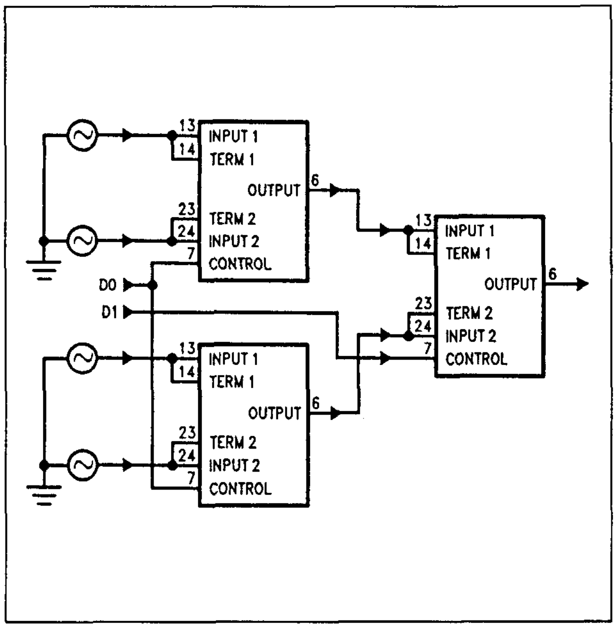
- figuur 15/9.1-54:
Vier naar één multiplexer met drie identieke schakelaars en twee stuursignalen D0 en D1.

- figuur 15/9.1-55:
Video-schakelaar met twee ingangsbronnen, een LH 4266 als omschakelaar en een LH 4006 als breedband versterker en line-driver.

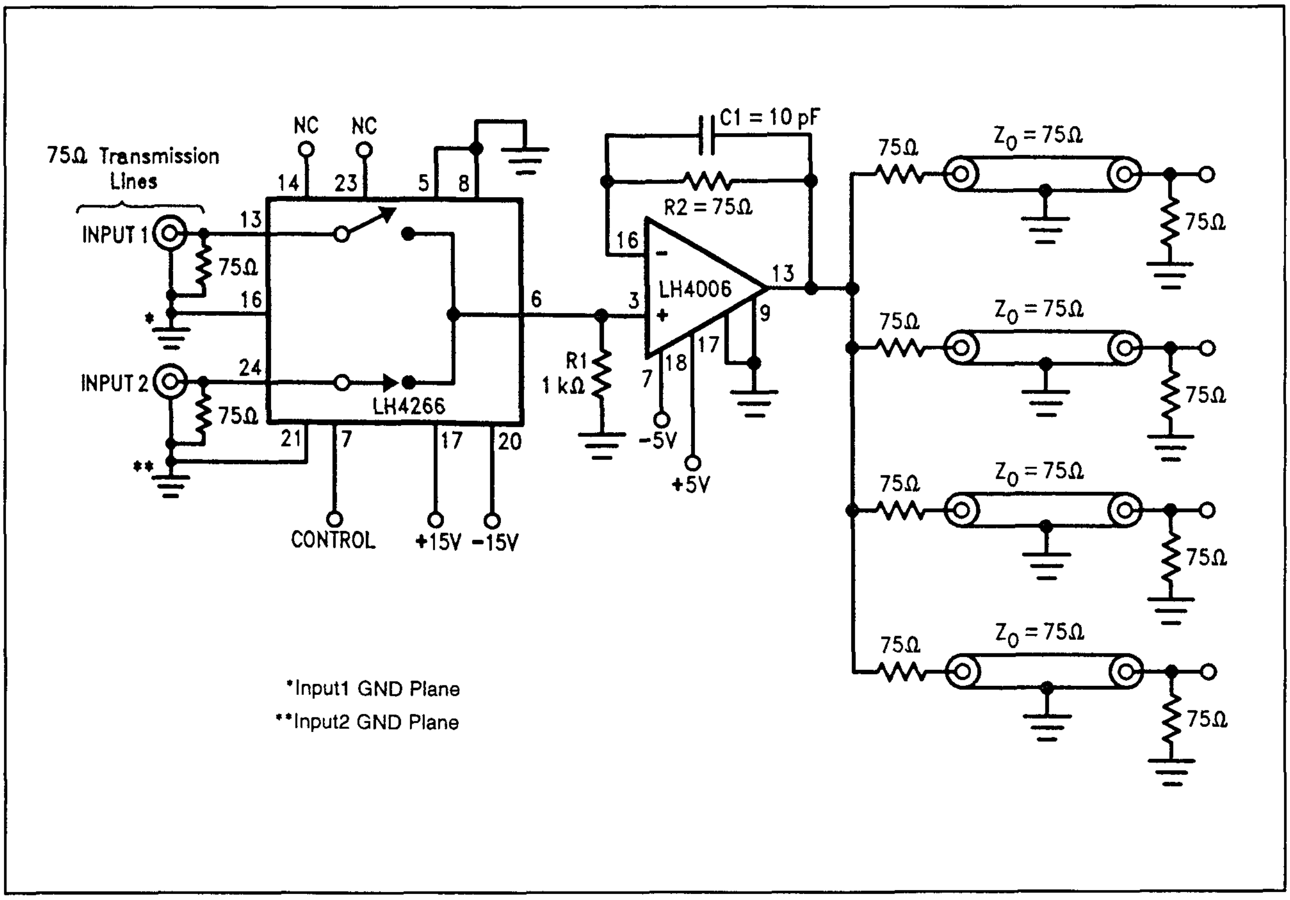
9.1 Type-beschrijving



Figuur 15/9.1-53: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LH 4266.



Figuur 15/9.1-54: 4-1 multiplexer met 3 x LH 4266.



Figuur 15/9.1-55: Video-omschakelaar met LH 4266 als schakelaar en LH 4006 als line-driver.

9.1 Type-beschrijving

15/13

IC's voor video-apparatuur

Inhoud

15/13.2

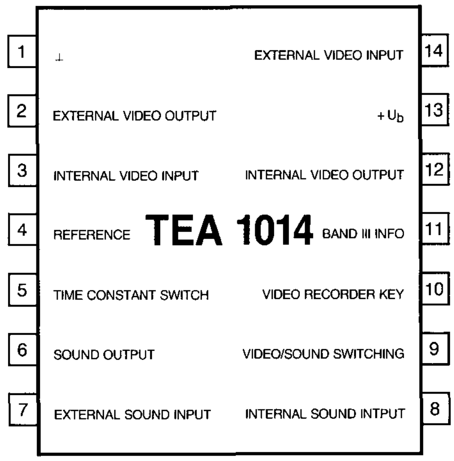
Video-omschakelaars

TEA 1014
SCART-omschakelaar

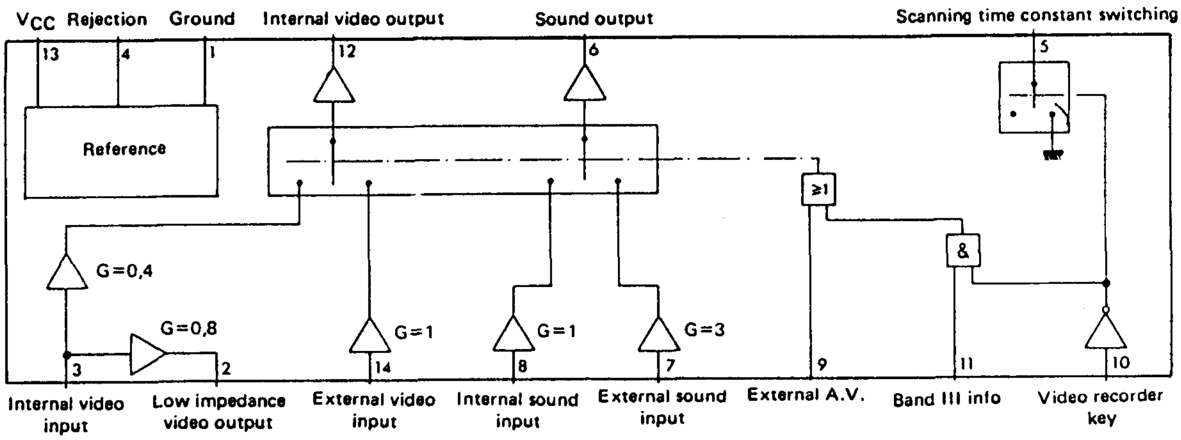
Met dit IC kan men de video- en audioschakelingen van een TV ofwel verbinden met de interne voorgaande blokken ofwel via een SCART-plug met een extern apparaat, bijvoorbeeld een video-recorder.

Het IC biedt onderstaande functies:

- video-omschakeling tussen de interne beeld-MF (2 $V_{top\ tot\ top}$) en een extern signaal (1 $V_{top\ tot\ top}$);
- twee video-uitgangen, namelijk een laagimpedante uitgang van de interne video naar de SCART-plug en een laagimpedante uitgang naar de interne beeldschakelingen van de TV;
- geluid-omschakeling tussen de interne audio-MF (300 $mV_{effectief}$) en een extern signaal (100 $mV_{effectief}$);



Figuur 15/13.2-1: Aansluitgegevens van de TEA 1014.

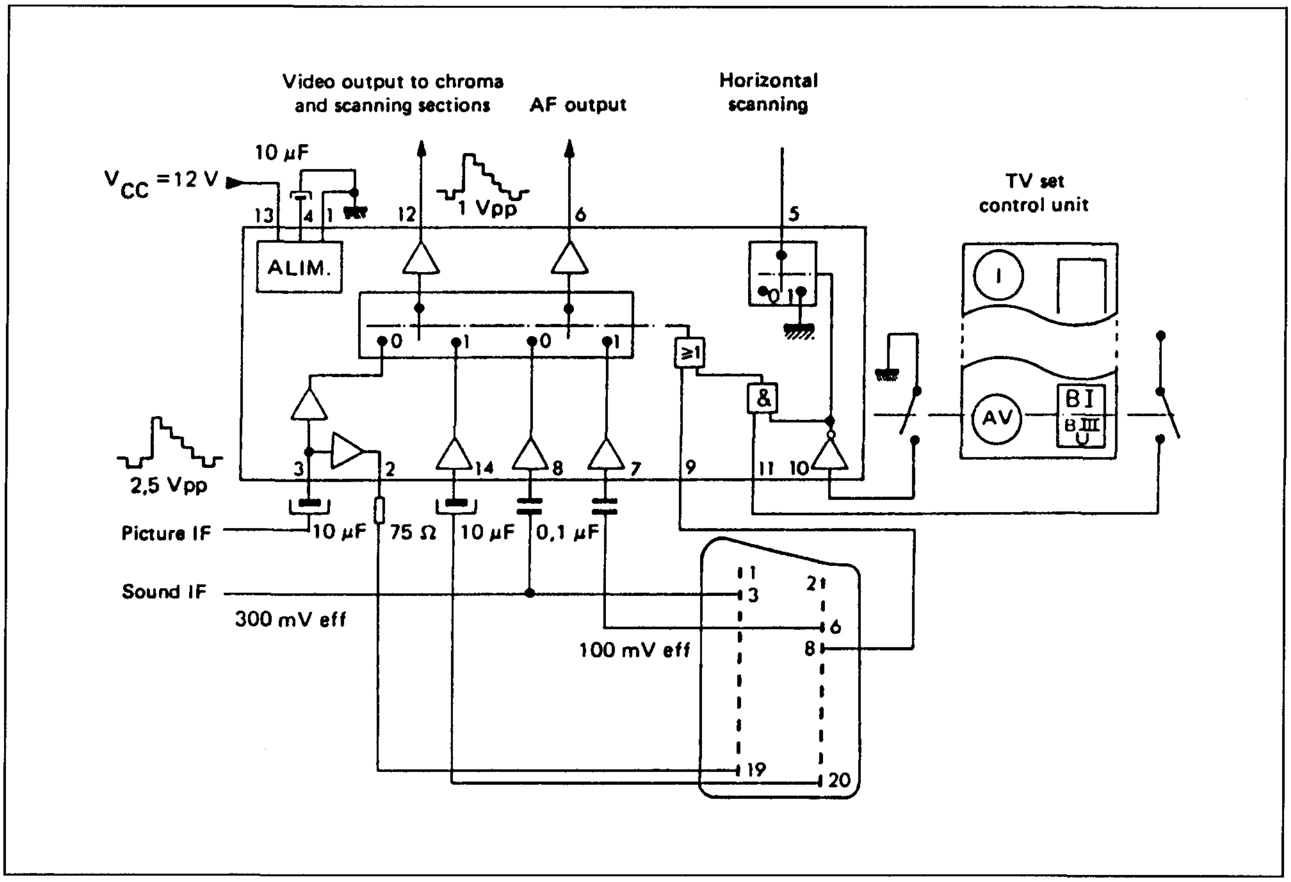


Figuur 15/13.2-2: Intern blokschema van de TEA 1014 SCART-omschakelaar.

13.2 Video-omschakelaars

- schakel-logica op drie pennen;
- extra schakelaar voor de horizontale synchronisatie op een extern sync-signaal.

Technische gegevens
- fabrikant: Thomson Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 15/13.2-1
- intern blokschema: figuur 15/13.2-2
- voedingsspanning: +11 V min.
  +14 V typisch
  +18 V max.
- voedingsstroom: 35 mA typisch
- interne video-ingang (pen 3):
  - spanning: 6,8 $V_{top\ tot\ top}$ max.
  - impedantie: 5 kΩ
  - capaciteit: 5 pF
  - versterking: −8 dB
- externe video-ingang (pen 14):
  - spanning: 2,8 $V_{top\ to\ top}$ max.
  - impedantie: 5 kΩ
  - capaciteit: 5 pF
  - versterking: 0 dB
- video-uitgang (pen 12):
  - spanning: 2,8 $V_{top\ to\ top}$ max.
  - impedantie: 10 Ω
  - bias-spanning: 3,5 V typisch
  - bandbreedte: 6 MHz min.
- video-uitgang (pen 2):
  - spanning: 5,5 $V_{top\ tot\ top}$ max.
  - bias-spanning: 3,5 V typisch
  - impedantie: 10 Ω
  - versterking: -2 dB
- interne geluid-ingang (pen 8):
  - spanning: 2 $V_{effectief}$ max.
  - impedantie: 20 kΩ
  - versterking: 0 dB



Figuur 15/13.2-3: Voorbeeld-schakeling met de TEA 1014, waarbij een TV-toestel ofwel met de interne schakelingen ofwel via een SCART-plug met een externe video-bron wordt verbonden.

13.2 Video-omschakelaars

- externe geluid-ingang (pen 7):
  - spanning: 0,7 $V_{effectief}$ max.
  - impedantie: 20 kΩ
  - versterking: 10 dB
- geluid-uitgang (pen 6):
  - spanning: 0,3 $V_{effectief}$ max.
  - vervorming: 0,5 % max.
  - bandbreedte: 16 kHz min.
  - impedantie: 40 Ω
- overspraak:
  - video: −55 dB
  - geluid: −60 dB
  - video/geluid: −60 dB
- logica:
  - pen 9 actief: 9 V min.
  - pen 11 actief: 9 V min.
  - pen 10 actief: 3 V max.
  - impedanties: 10 kΩ

Voorbeeld-schakeling

- figuur 15/13.2-3:

Omschakelen van de video- en audioschakelingen van een TV-toestel tussen de interne voorgaande schakelingen en externe signalen.

U 2520 B

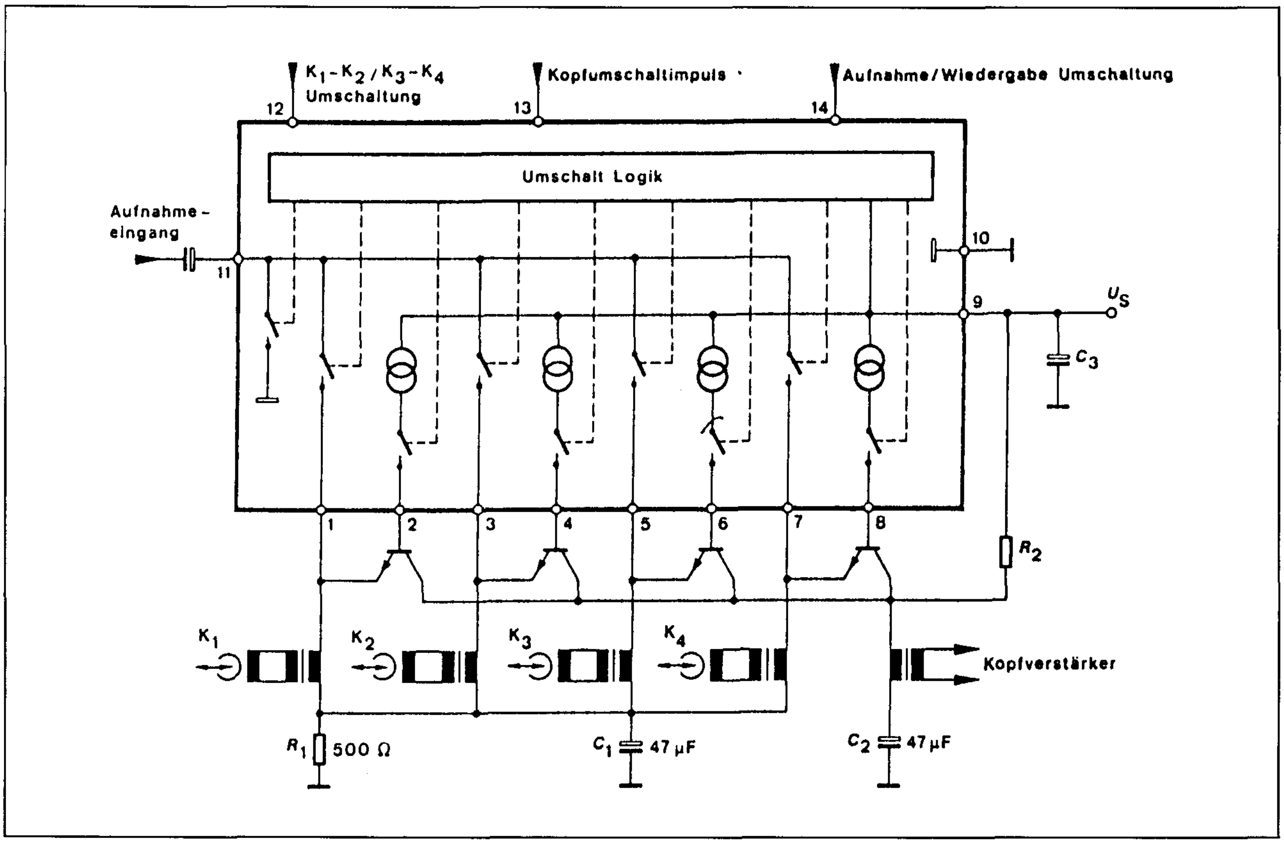
koppen-omschakelaar

Koppen-omschakelaar voor video-recorders met vier koppen, met zeer laag-ohmige schakelaar voor de opname-stroom en schakelbare stroombronnen voor het aansturen van externe weergavetransistoren.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens, intern blokschema en voorbeeldschakeling: figuur 15/13.2-4

Nadere gegevens ontbreken.



Figuur 15/13.2-4: Intern schema en voorbeeld-schakeling van de U 2520 B.

13.2 Video-omschakelaars

U 350 M

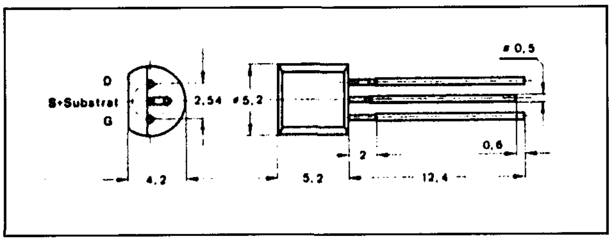
1 × (1 → 1)
Enkelvoudige laag-ohmige AAN/UIT-schakelaar in N-kanaals Silicium-gate technologie, bruikbaar tot 10 MHz.

Technische gegevens
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: T0-92
- aansluitgegevens: figuur 15/13.2-5
- intern schema: figuur 15/13.2-6
- voedingsspanning G → S: 12 V typisch
- weerstand, ON: 5 Ω typisch

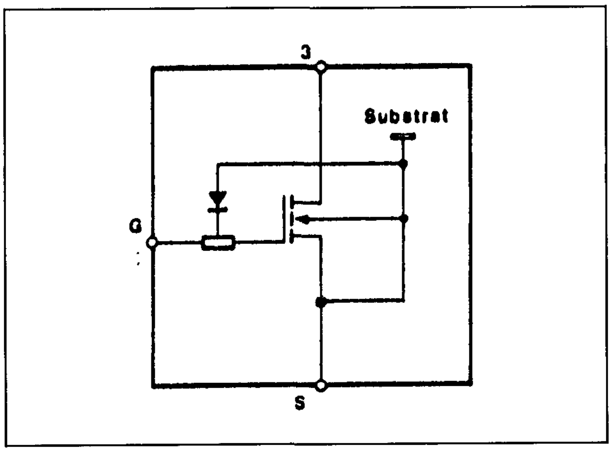
Nadere gegevens ontbreken

U 351 M

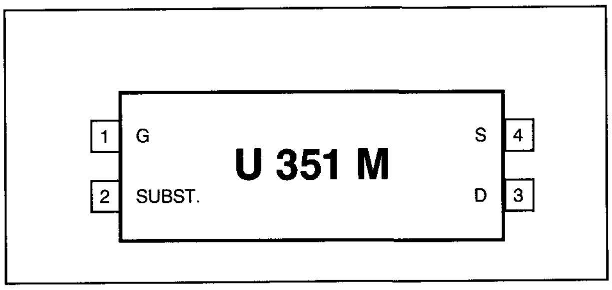
1 × (1 → 1)
Enkelvoudige laag-ohmige AAN/UIT-schakelaar in N-kanaals Silicium-gate technologie, bruikbaar tot 10 MHz.



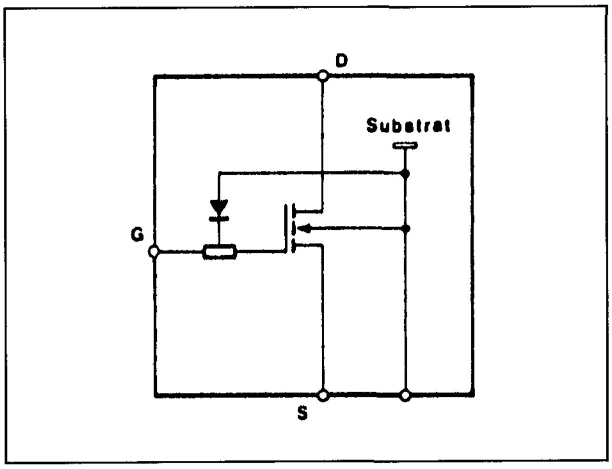
Figuur 15/13.2-5: Aansluitgegevens van de U 350 M.



Figuur 15/13.2-6: Intern schema van de U 350 M.



Figuur 15/13.2-7: Aansluitgegevens van de U 351 M.



Figuur 15/13.2-8: Intern schema van de U 351 M.

Technische gegevens
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-4
  aansluitgegevens: figuur 15/13.2-7
- intern schema: figuur 15/13.2-8
- voedingsspanning G → S: 12 V typisch
- weerstand, ON: 5 Ω typisch

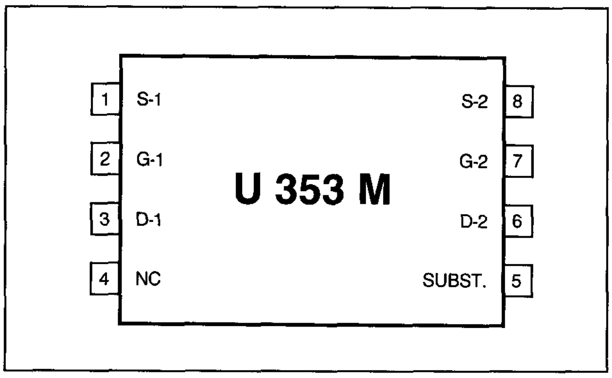
Nadere gegevens ontbreken

U 353 M

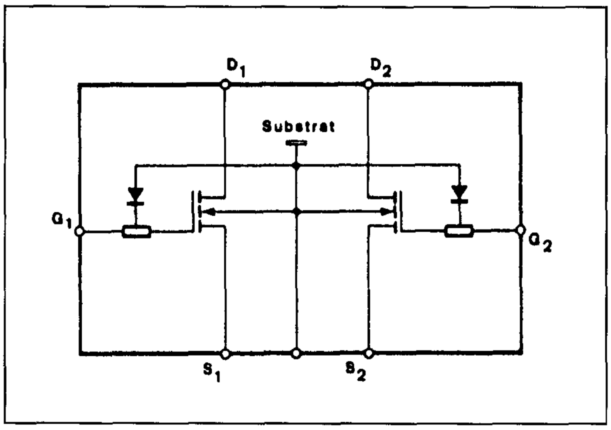
2 × (1 → 1)
Twee onafhankelijke laag-ohmige AAN/UIT-schakelaars in N-kanaals Silicium-gate technologie, bruikbaar tot 10 MHz.

Technische gegevens
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 15/13.2-9

13.2 Video-omschakelaars



Figuur 15/13.2-9: Aansluitgegevens van de U 353 M.



Figuur 15/13.2-10: Intern schema van de U 353 M.

- intern schema: figuur 15/13.2-10
- voedingsspanning G → S: 12 V typisch
- weerstand, ON: 5 Ω typisch

Nadere gegevens ontbreken

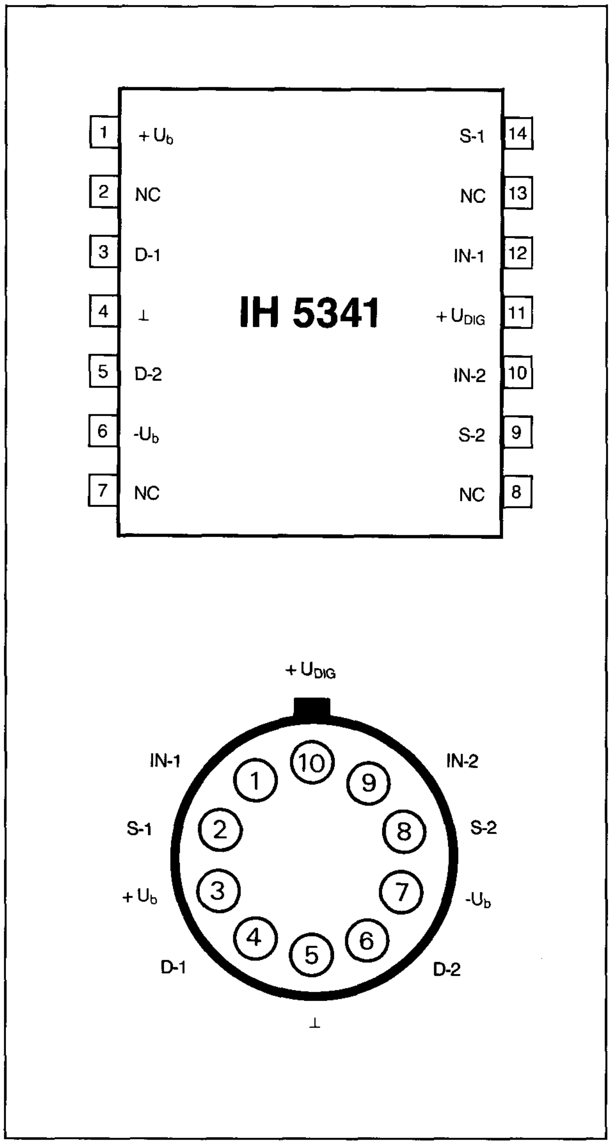
IH 5341

2 × (1 → 1)

Twee onafhankelijke laag-ohmige AAN/UIT-schakelaars waarbij gebruikt wordt gemaakt van T-vormige schakel-configuraties voor het verkrijgen van een lage AAN-weerstand en een hoge UIT-weerstand. Deze schakelaars werken gegarandeerd volgens het 'verbreek voor maak'-principe. De stroomopname van het IC bedraagt slechts 1 μA, zodat dit onderdeel kan ingezet worden in draagbare video-apparatuur.

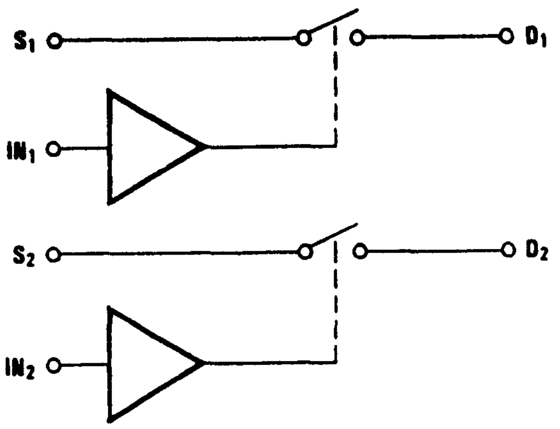
De schakeling moet gevoed worden uit een symmetrische analoge voeding en een + 5 V digitale voeding.

Technische gegevens
- fabrikant: MAXIM, Intersil
- behuizing: DIL-14, T0-100
- aansluitgegevens: figuur 15/13.2-11
- intern blokschema: figuur 15/13.2-12
- T-structuur van de schakelaar: figuur 15/13.2-13

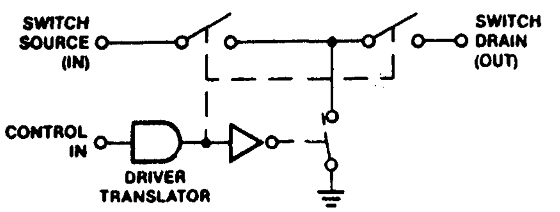


Figuur 15/13.2-11: Aansluitgegevens van de IH 5341.

13.2 Video-omschakelaars



Figuur 15/13.2-12: Intern blokschema van de IH 5341.



Figuur 15/13.2-13: Schema van een van de schakelaars in de IH 5341.

- voedingsspanningen: +/−4,5 V, +4,5 V min.
  +/−15 V, +5 V typisch
  +/−17 V, +5,75 V max.
- weerstand, ON: 75 Ω min.
  175 Ω max.
- gelijkheid weerstanden: 5 Ω typisch
- isolatie, OFF: 60 dB typisch
- overspraak: 60 dB typisch
- schakeltijd ON: 300 ns max.
- schakeltijd OFF: 150 ns max.
- 3 dB bandbreedte: 100 MHz

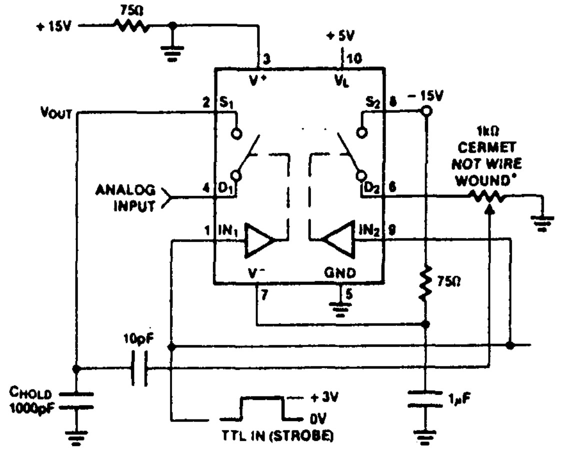
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 15/13.2-14:

Gebruik van de IH 5341 als sample-and-hold schakeling, waarbij de tweede schakelaar wordt gebruikt voor het compenseren van de lading die via de interne paracitaire capaciteiten van de eerste schakelaar weglekt naar de sample-condensator C_{hold}.

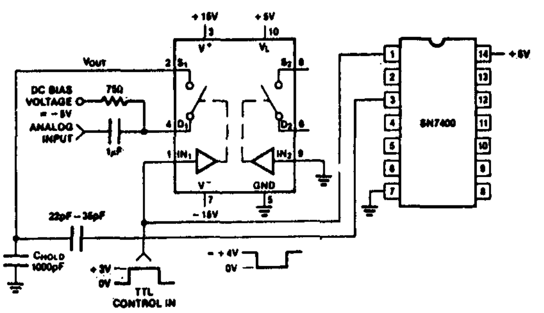
- figuur 15/13.2-15:

Sample-and-hold schakeling, waarbij een TTL-poort wordt toegepast voor het inverteren van de stuur-spanning voor de tweede compensatie-schakelaar.



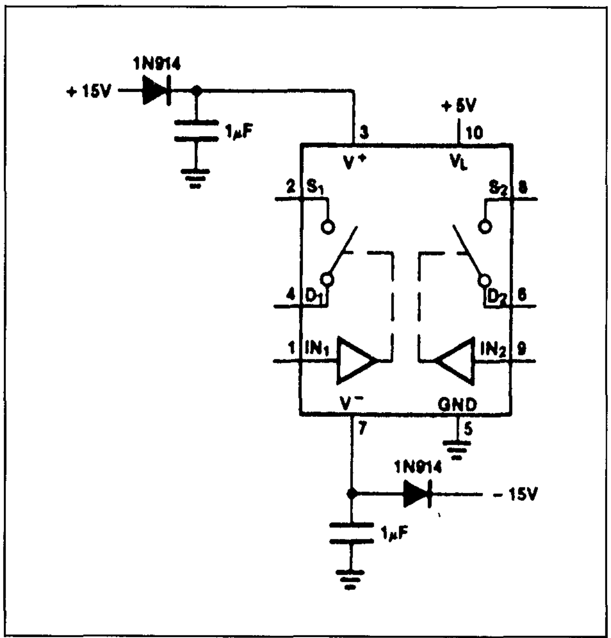
*Adjust pot for $0mV_{p-p}$ step @ V_{OUT} with no analog (AC) signal present

Figuur 15/13.2-14: De IH 5341 gebruikt als sample-and-hold, waarbij een van de schakelaars wordt gebruikt voor het compenseren van de lading die via de paracitaire capaciteit weglekt naar de HOLD-condensator.



Figuur 15/13.2-15: Alternatief schema voor een sample-and-hold met de IH 5341.

13.2 Video-omschakelaars



Figuur 15/13.2-16: Opnemen van serie-dioden beschermt het IC als er ingangssignalen worden aangelegd zonder dat voedingsspanningen aanwezig zijn.

- figuur 15/13.2-16:

Het in serie met de analoge voedings-lijnen opnemen van twee silicium-dioden is noodzakelijk bij toepassingen waarbij de ingangssignalen aanwezig kunnen zijn als de voeding van het IC niet ingeschakeld is.

IH 5352

4 × (1 → 1)

Vier onafhankelijke laag-ohmige AAN/UIT-schakelaars waarbij gebruik wordt gemaakt van T-vormige schakel-configuraties voor het verkrijgen van een lage AAN-weerstand en een hoge UIT-weerstand. Deze schakelaars werken gegarandeerd volgens het 'verbreek voor maak'-principe. De stroomopname van het IC bedraagt slechts 1 μA, zodat dit onderdeel kan ingezet worden in draagbare video-apparatuur.

De schakeling moet gevoed worden uit een symmetrische analoge voeding een een +5 V digitale voeding.

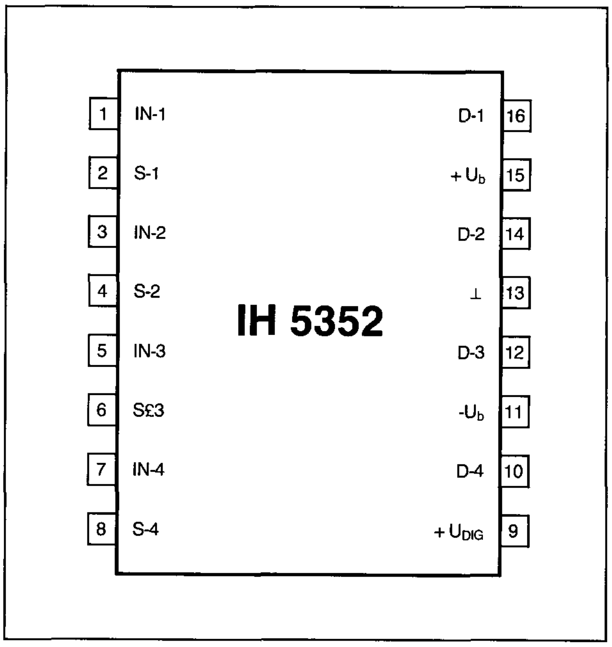
Technische gegevens

- fabrikant: MAXIM, Intersil
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 15/13.2-17
- intern blokschema: figuur 15/13.2-18
- T-structuur van de schakelaar: figuur 15/13.2-13
- voedingsspanningen: +/−5 V, +4,5 V min
  +/−12 V, +5 V typisch
  +/−15 V, +5,75 V max.
- weerstand, ON: 75 Ω min.
  175 Ω max.
- gelijkheid weerstanden: 5 Ω typisch
- isolatie, OFF: 60 dB typisch
- overspraak: 60 dB typisch
- schakeltijd ON: 300 ns max.
- schakeltijd OFF; 150 ns max.
- 3 dB bandbreedte: 100 MHz

TEA 2014

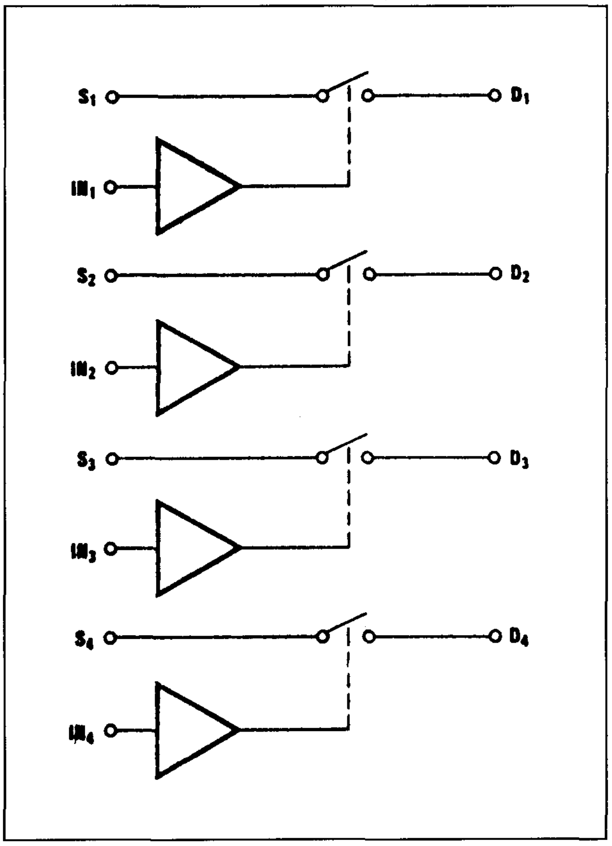
1 × (2 → 1)

Met dit IC kan men de video-schakeling van een TV ofwel verbinden met de interne voor-



Figuur 15/13.2-17: Aansluitgegevens van de IH 5352.

13.2 Video-omschakelaars



Figuur 15/13.2-18: Intern blokschema van de IH 5352.

gaande blokken ofwel via een SCART-plug met een extern apparaat, bijvoorbeeld een videorecorder.

Het IC biedt onderstaande functies:

- video-omschakeling tussen de interne beeld-MF en een extern signaal;
- twee video-uitgangen, namelijk een laag-impedante uitgang van de interne video naar de SCART-plug en een laag-impedante uitgang naar de interne beeld-schakelingen van de TV.

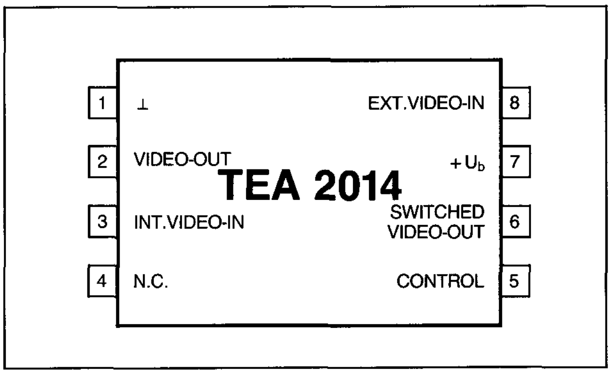
Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductor
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 15/13.2-19
- voedingsspanning: +8 V min.
  +9 V typisch
  +14 V max.
- voedingsstroom: 20 mA typisch
- interne video-ingang:
  - spanning: 4,5 $V_{top\ tot\ top}$ max.
  - impedantie: 50 kΩ
  - bias-stroom: 40 μA max.
- externe video-ingang:
  - spanning: 2 $V_{top\ tot\ top}$ max.
  - impedantie: 50 kΩ
- geschakelde video-uitgang:
  - spanning: 4,4 $V_{top\ tot\ top}$ max.
  - impedantie: 20 Ω
  - bias-spanning: 2 V typisch
  - bandbreedte: 6 MHz min.
  - versterking: 5 dB typisch
- interne video-uitgang:
  - spanning: 2,2 $V_{top\ tot\ top}$ max.
  - bias-spanning: 2 V typisch
  - impedantie: 10 Ω
  - versterking: −1 dB
- overspraak: −50 dB
- logica:
  - intern actief: 3 V max.
  - extern actief: 7 V min.
  - impedanties: 10 kΩ
- algemene gegevens:
  - vertraging: 15 ns
  - vervorming: 2 % typisch

Voorbeeld-schakeling

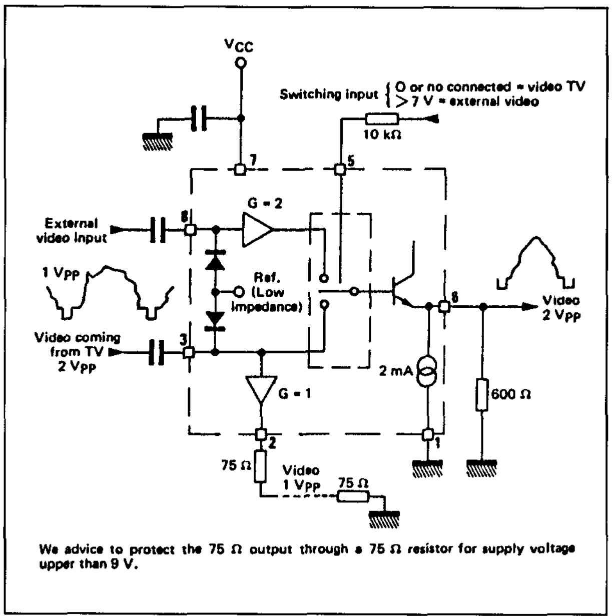
- figuur 15/13.2-20:

Omschakelen van de video-schakeling van een TV-toestel tussen de interne voorgaande schakeling en een extern signaal, bijvoorbeeld van een video-recorder.

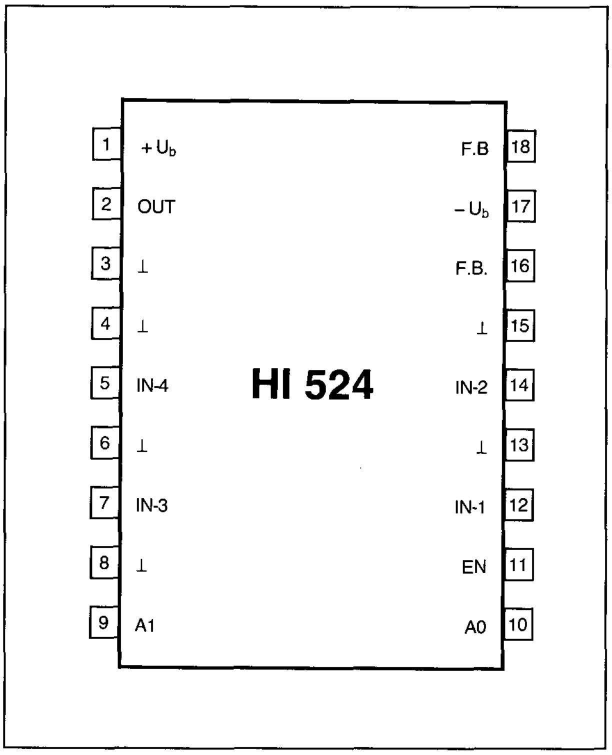


Figuur 15/13.2-19: Aansluitgegevens van de TEA 2014.

13.2 Video-omschakelaars



Figuur 15/3.2-20: Het omschakelen tussen de interne en een externe video-bron met de TEA 2014.



Figuur 15/13.2-21: Aansluitgegevens van de IH 524.

HI 524

1 × (4 → 1)

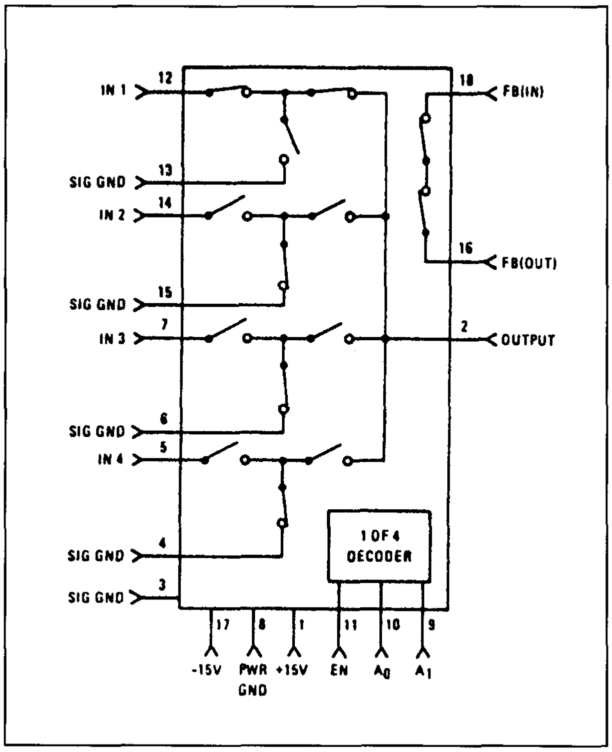
Enkelvoudige vier naar een omschakelaar waarbij gebruik wordt gemaakt van T-vormige schakel-configuraties voor het verkrijgen van een lage AAN-weerstand en een hoge UIT-weerstand. Deze schakelaar werkt gegarandeerd volgens het 'verbreek voor maak'-principe.

Er staan twee digitale selectie-pennen en een algemene inhibit ter beschikking voor het besturen van de schakelaar. Het IC bevat een extra schakelaar FB, die kan gebruikt worden voor het in- en uitschakelen van een terugkoppelnetwerk in de op de schakelaar volgende externe versterker.

De schakeling moet gevoed worden uit een symmetrische analoge voeding.

Technische gegevens

- fabrikant: Harris
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 15/13.2-21
- intern blokschema: figuur 15/13.2-22
- waarheidstabel besturing:
  figuur 15/13.2-23



Figuur 15/13.2-22: Intern blokschema van de HI 524.

13.2 Video-omschakelaars

- voedingsspanningen: +/−15 V typisch
  +/−16,5 V max.
- voedingsstroom: +/−25 mA max.
- ingangsspanningen: +/−10 V max.
- ingangs-capaciteit: 6 pF max.
- uitgangs-capaciteit: 5 pF max.
- weerstand, ON: 700 Ω typisch
  1500 Ω max.
- isolatie, OFF: 60 dB typisch
- overspraak: 60 dB typisch
- digitale ingangen: TTL-compatible
- schakeltijd ON: 300 ns max.
- schakeltijd OFF: 180 ns max.
- schakeltijd enable: 180 ns max.
- 3 dB bandbreedte: 20 MHz

A_1	A_0	EN	ON CHANNEL
X	X	L	NONE
L	L	H	1
L	H	H	2
H	L	H	3
H	H	H	4

Figuur 15/13.2-23 Waarheids-tabel besturing van de HI 524.

Voorbeeld-schakeling

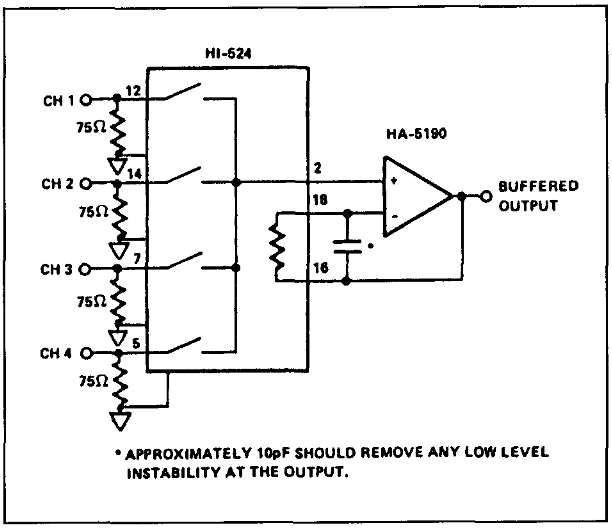
- figuur 15/13.2-24:

Vier naar een multiplexer met externe breedbandige uitgangsversterker, waarvan de terugkoppelweerstand wordt geschakeld via de extra schakelaar in de HI 524. Deze schakelaar gaat open als de enable 'L' wordt. Op deze manier kan men verschillende HI 524 schakelingen parallel schakelen op de ingang van een gemeenschappelijke externe versterker, waarbij de terugkoppeling wordt geactiveerd door de video-omschakelaar die actief is.

M 51321 P

1 × (3 × (3 → 1))

Drievoudige drie naar een omschakelaar



Figuur 15/13.2-24: Voorbeeld-schakeling met de HI 524.

waarbij alle schakelaars door een gemeenschappelijke selectie-pen worden gestuurd via de toestanden laag, hoog en niet-aangesloten. Iedere schakelaar wordt intern afgesloten met een buffer-versterker, waarbij twee versterkers een versterking van 0 dB hebben en de derde een versterking van 6,7 dB.

Technische gegevens

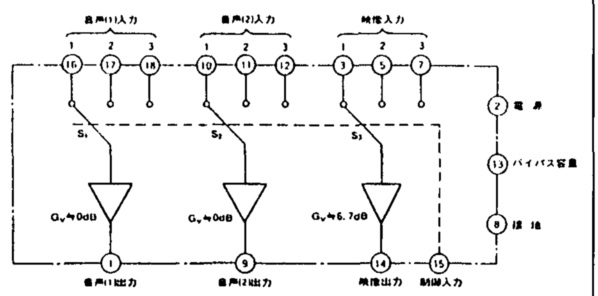
- fabrikant: Japans
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 15/13.2-25
- waarheidstabel besturing: figuur 15/13.2-26
- voedingsspanning: 5 V min
  12 V typisch
  14 V max.
- voedingsstroom: 48 mA max.
- ingangsspanningen: 6 V max.
- uitgangs-bias: 5,6 V typisch
- overspraak: 55 dB typisch
- 3 dB bandbreedte: 10 MHz
- vervorming: 0,2 % max.

M 51327 P

1 × (3 × (3 → 1))

Vergelijkbaar met de M 51321 P, het enige verschil is dat alle buffer-versterkers een versterking van 0 dB hebben.

13.2 Video-omschakelaars



Figuur 15/13.2-25: Aansluitgegevens en intern blokschema van de M 51321 P.

スイッチ番号 / 制御入力	S_1	S_2	S_3
V_{CC}	1	1	1
OPEN	2	2	2
GND	3	3	3

Figuur 15/13.2-26: Waarheids-tabel besturing van de M 51321 P.

Technische gegevens

- fabrikant: Japans
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 15/13.2-25

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de M 51321 P.

M 51326 P

1 × (3 → 1), 2 × (2 → 1)

Drie afzonderlijk bestuurbare schakelaars, waarvan één drie ingangen heeft en de twee overige twee ingangen. Voor de besturing staat telkens één pen ter beschikking die in het geval van de tweepolige schakelaars werkt met de niveaus hoog en laag en bij de driepolige schakelaar met de extra toestand niet-aangesloten.

Iedere schakelaar wordt intern afgesloten met een buffer-versterker met een versterking van 0 dB.

Technische gegevens

- fabrikant: Japans
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 15/13.2-27
- waarheidstabel besturing: figuur 15/13.2-28
- voedingspanning: 5 V min.
  12 V typisch
  14 V max.
- voedingsstroom: 36 mA max.
- ingangsspanningen: 6 V max.
- uitgangs-bias: 3,6 V typisch
- overspraak: 55 dB typisch
- 3 dB bandbreedte: 10 MHz
- vervorming: 0,2 % max.

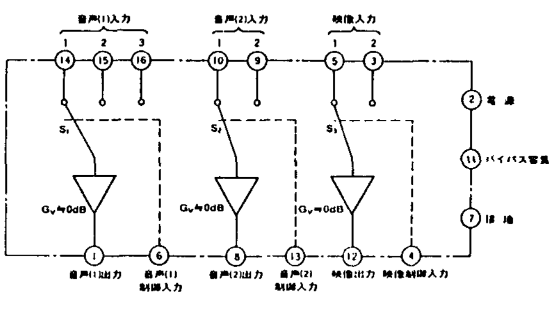
M 51320 P

1 × (3 → 1), 2 × (2 → 1)

Vergelijkbaar met de M 51326 P, het enige verschil is dat de buffer-versterker van schakelaar S3 een versterking van 6,7 dB heeft.

Technische gegevens

- fabrikant: Japans
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 15/13.2-27



Figuur 15/13.2-27: Aansluitgegevens en intern blokschema van de M 51326 P.

13.2 Video-omschakelaars

スイッチ番号 / 制御入力	S_1	S_2	S_3
V_{CC}	1	1	1
OPEN	2	*	*
GND	3	2	2

*V_{CC}又はGNDに接続します

Figuur 15/13.2-28: Waarheids-tabel besturing van de M 51326 P.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de M 51326 P.

M 51329 P

1 × (3 → 1), 1 × (2 × (3 → 1)

Drie schakelaars met drie ingangen en een uitgang, waarvan een afzonderlijk te besturen is en de twee overige uit een gemeenschappelijk stuursignaal bestuurd worden. Voor de besturing staat telkens een pen ter beschikking die werkt met de niveaus hoog, laag en niet-aangesloten.
Iedere schakelaar wordt intern afgesloten met een bufferversterker met een versterking van 0 of 6,7 dB.

Technische gegevens

- fabrikant: Japans
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 15/13.2-29
- waarheidstabel besturing: figuur 15/13.2-30
- voedingspanning: 5 V min.
  12 V typisch
  14 V max.
- voedingsstroom: 56 mA max.
- ingangsspanningen: 6 V max.
- uitgangs-bias: 5,6 V typisch
- overspraak: 55 dB typisch
- 3 dB bandbreedte: 10 MHz
- vervorming: 0,2 % max.

M 51330 P

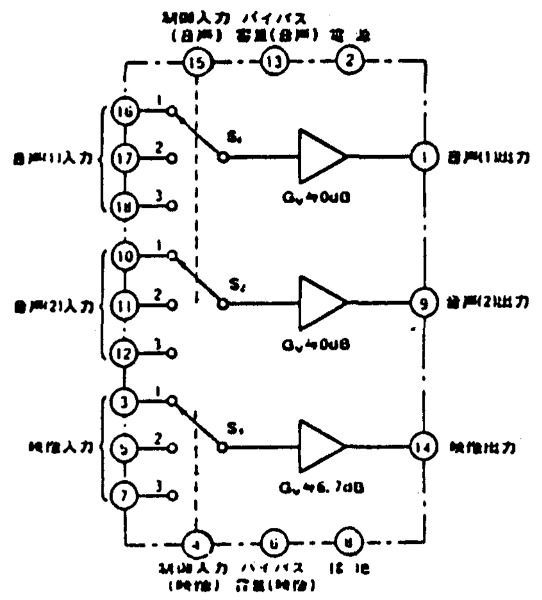
1 × (3 → 1), 1 × (2 × (3 → 1)

Vergelijkbaar met de M 51329 P, het enige verschil is dat alle buffer-versterkers een versterking van 0 dB hebben.

Technische gegevens

- fabrikant: Japans
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens en intern blokschema: figuur 15/13.2-29

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de M 51329 P.



Figuur 15/13.2-29: Aansluitgegevens en intern schema van de M 51329 P.

スイッチ番号 / 制御入力	音声		映像
	S_1	S_2	S_3
V_{cc}	1		1
OPEN	2		2
GND	3		3

Figuur 15/13.2-30: Waarheids-tabel besturing van de M 51329 P.

15/13.3

Video-versterkers

CLC5602

135 MHz, 130 mA, 300 V/μs, dual

De CLC5602 is een dubbele video-versterker, uitgerust met een speciale uitgangstrap die in staat is 130 mA te leveren, maar slechts 1,5 mA ruststroom opneemt uit een enkelvoudige +5 V voedingsspanning. De versterker werkt volgens het current feedback principe met een volledig complementaire uitgangsstructuur. De 0,1 dB bandbreedte bedraagt 22 MHz, waarbij een maximale fase fouthoek van 0,02 ° optreedt. De CLC5602 is ontworpen voor het aansturen van single ended kabels die een hoge capacitieve belasting introduceren.

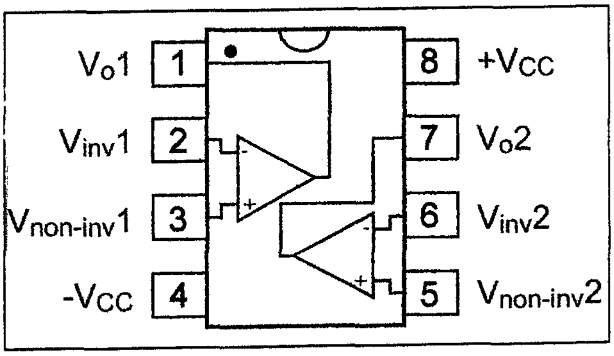
Bij het aansturen van een 100 Ω kabel bedraagt de tweede harmonische vervorming slechts -86 dB.

Naast toepassingen in de video-wereld is het IC ook bruikbaar voor het aansturen van symmetrische ADSL- of HDSL-lijnen via een trafo.

Technische gegevens
bij +5 V enkelvoudige voeding

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 15/13.3-1
- voedingsspanning:
  +5 V typisch
- voedingsstroom
  1,5 mA typisch, 1,8 mA max.
- offsetspanning:
  1 mV typisch, 10 mV max.
- biasstroom ingang:
  5 μA typisch, 16 μA max.
- offsetstroom ingang:
  3 μA typisch, 13 μA max.
- common-mode rejection:
  49 dB typisch, 45 dB min.
- ingangsimpedantie:
  0,46 MΩ typisch, 0,32 MΩ min.
- ingangscapaciteit:
  1,8 pF typisch, 2,7 pF max.
- ingangsspanningsbereik:
  4,2 V typisch, 4,0 V min.
- uitgangsspanningsbereik:
  bij 100 Ω: 4,0 V typisch, 3,8 V min.
- uitgangsstroom:
  100 mA typisch, 40 mA min.
- uitgangsimpedantie:
  55 mΩ typisch, 120 mΩ max.
- -3 dB bandbreedte:
  bij 0,5 V: 100 MHz typisch, 70 MHz min.
- -0,1 dB bandbreedte:
  bij 0,5 V: 22 MHz typisch, 15 MHz min.
- lineaire fase-afwijking:
  bij 30 MHz en 0,5 V:
  0,3° typisch, 0,6° max.
- stijgtijd:
  bij 2 V stap: 6,1 ns typisch, 10 ns max.
- daaltijd:
  bij 2 V stap: 6,1 ns typisch, 10 ns max.
- settling tijd:
  bij 1 V stap: 25 ns typisch, 80 ns max.
- overshoot:
  bij 2 V stap: 10 % typisch, 22 % max.
- slew rate:
  bij 2 V stap: 220 V/μs typisch,
  150 V/μs min.
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -77 dB typisch,
  -71 dB min.
- 3de harmonische vervorming:

bij 1 MHz en 2 V: -85 dB typisch, -78 dB min.
- equivalente ingangsruis:
  >1 MHz: 3,4 nV/Hz^{-1} typisch
- overspraak:
  bij 10 MHz en 1 V: -72 dB typisch



Figuur 15/13.3-1: Aansluitgegevens van de CLC5602.

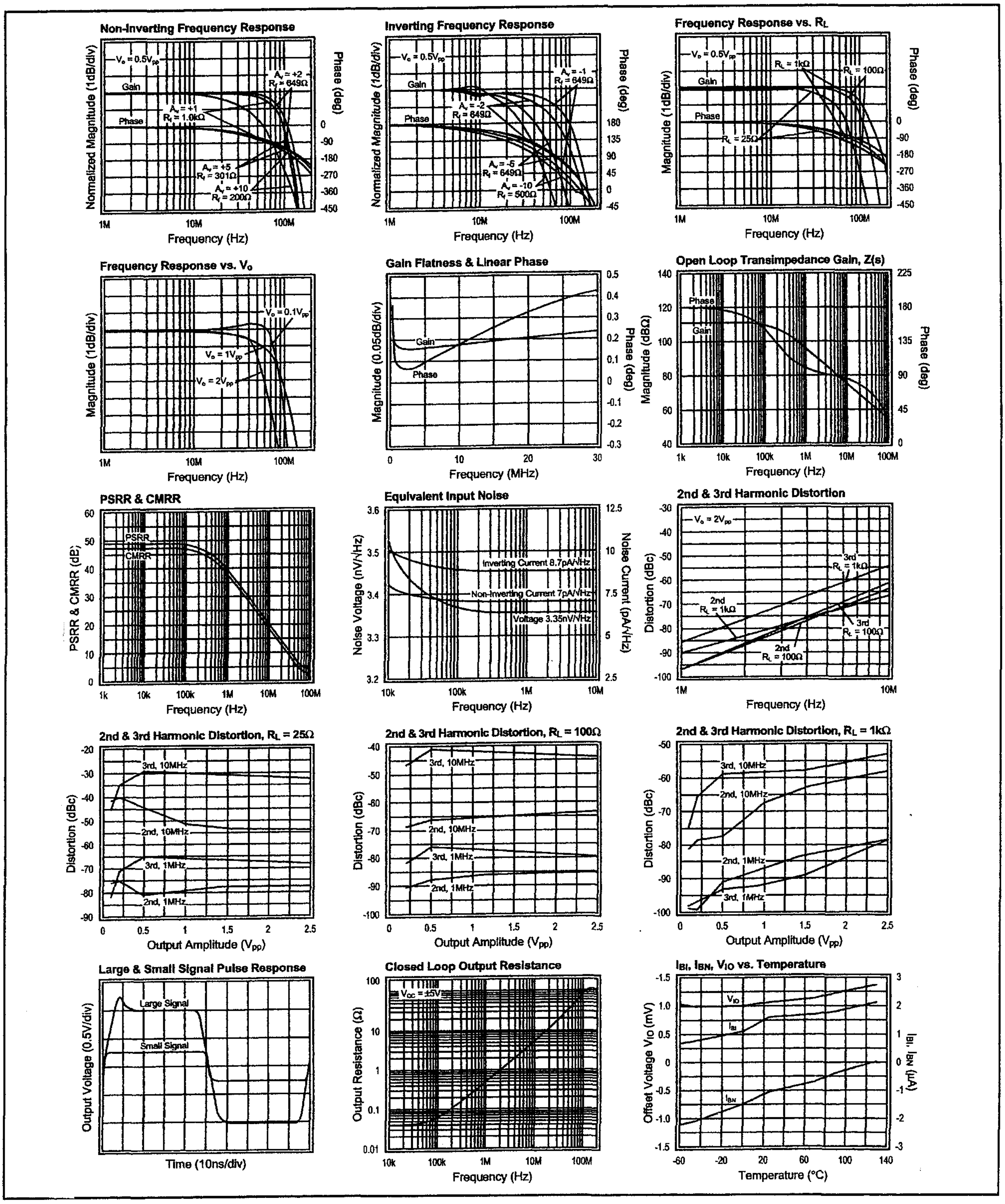
Afwijkende gegevens bij +/-5 V symmetrische voeding

- voedingsspanning:
  +/-5 V typisch
- voedingsstroom
  1,6 mA typisch, 2,0 mA max.
- offsetspanning:
  2 mV typisch, 8 mV max.
- biasstroom ingang:
  5 µA typisch, 17 µA max.
- offsetstroom ingang:
  8 µA typisch, 28 µA max.
- common-mode rejection:
  48 dB typisch, 43 dB min.
- ingangsimpedantie:
  0,59 MΩ typisch, 0,43 MΩ min.
- ingangscapaciteit:
  1,4 pF typisch, 2,1 pF max.
- uitgangsspanningsbereik:
  bij 100 Ω: +/-3,8 V typisch, +/-3,5 V min.
- uitgangsstroom:
  130 mA typisch, 50 mA min.
- uitgangsimpedantie:
  40 mΩ typisch, 90 mΩ max.
- -3 dB bandbreedte:
  bij 1 V: 135 MHz typisch, 100 MHz min.
- -0,1 dB bandbreedte:
  bij 1 V: 20 MHz typisch, 12 MHz min.
- lineaire fase-afwijking:
  bij 30 MHz en 1 V: 0,15° typisch, 0,4° max.
- stijgtijd:
  bij 2 V stap: 5,7 ns typisch, 7,3 ns max.
- daaltijd:
  bij 2 V stap: 5,7 ns typisch, 7,3 ns max.
- settling tijd:
  bij 2 V stap: 15 ns typisch, 60 ns max.
- overshoot:
  bij 2 V stap: 18 % typisch, 22 % max.
- slew rate:
  bij 2 V stap: 300 V/µs typisch, 175 V/µs min.
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -86 dB typisch, -79 dB min.
- 3de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -85 dB typisch, -78 dB min.

Belangrijkste specificaties

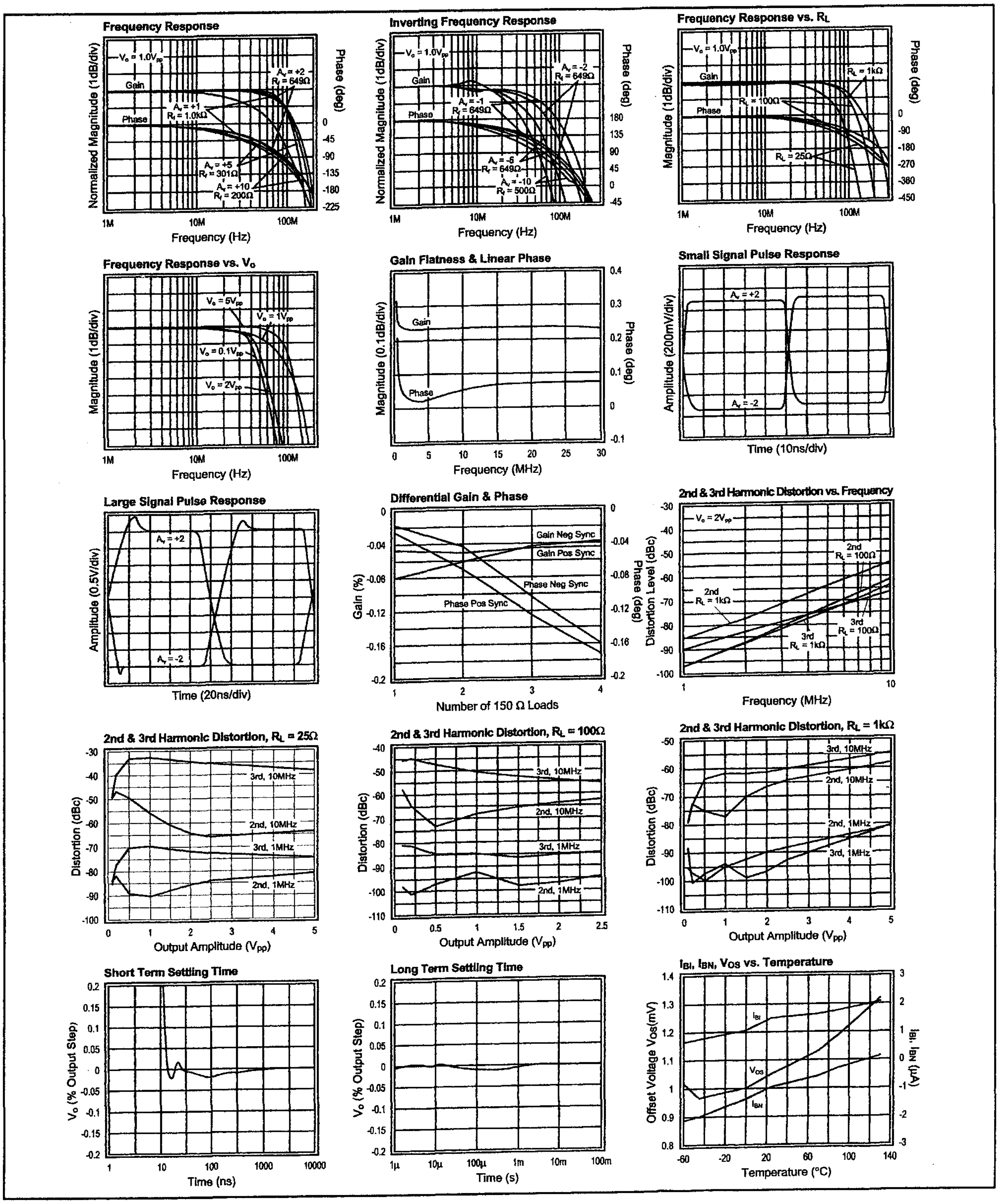
De belangrijkste specificaties van de CLC5602 bij enkelvoudige +5 V voeding zijn samengevat in figuur 15/13.3-2. Voor symmetrische voeding wordt verwezen naar figuur 15/13.3-3.

13.3 Video-versterkers



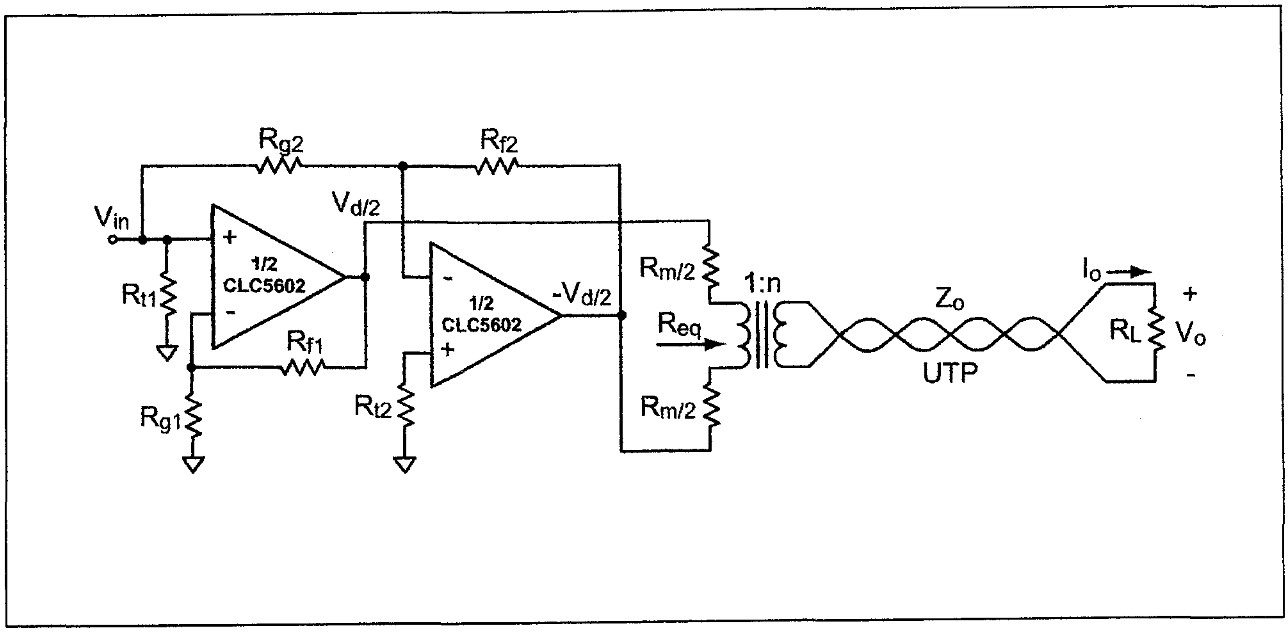
Figuur 15/13.3-2: De belangrijkste specificaties bij +5 V voeding.

13.3 Video-versterkers

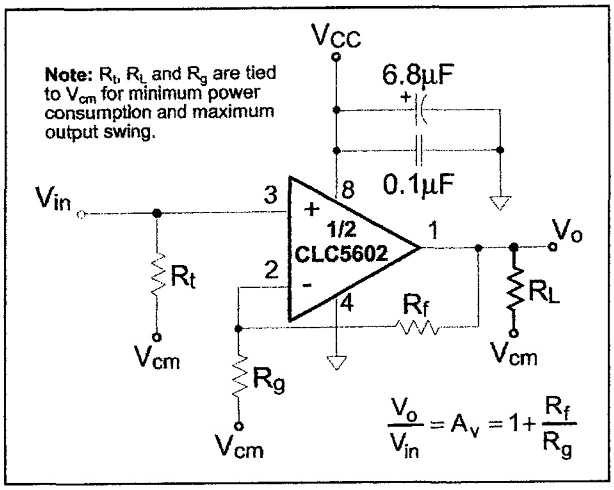


Figuur 15/13.3-3: De belangrijkste specificaties bij +/-5 V voeding.

13.3 Video-versterkers



Figuur 15/13.3-5: UTP-driver met een CLC5602.



Figuur 15/13.3-4: Niet-inverterende versterker rond de CLC5602.

Voorbeeld-schakelingen

In figuur 15/13.3-4 wordt een niet-inverterende versterker voorgesteld rond 1/2 CLC5602. In dit voorbeeld wordt uitgegaan van enkelvoudige +5 V voeding, waarbij de ingangsspanning groter moet zijn dan 0,8 V. In figuur 15/13.3-5 wordt de CLC5602 toegepast als differentiële lijndriver voor een UTP-verbinding.

CLC5622

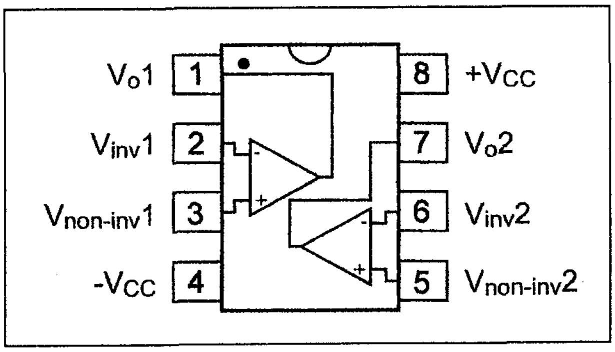
160 MHz, 130 mA, 370 V/µs, dual

De dubbele video-versterker CLC5622 is uitgerust met een speciale uitgangstrap die in staat is 130 mA te leveren, maar slechts 3,0 mA ruststroom opneemt uit een enkelvoudige +5 V voedingsspanning. De versterker werkt volgens het current feedback principe met een volledig complementaire uitgangsstructuur. De 0,1 dB bandbreedte bedraagt 30 MHz, waarbij een maximale fase fouthoek van 0,05° optreedt. De CLC5622 is ontworpen voor het aansturen van single ended kabels die een hoge capacitieve belasting introduceren. Bij het aansturen van een 100 Ω kabel bedraagt de tweede harmonische vervorming slechts -95 dB. Naast toepassingen in de video-wereld is het IC ook bruikbaar voor het aansturen van symmetrische ADSL- of HDSL-lijnen via een trafo.

Technische gegevens
bij +5 V enkelvoudige voeding

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 15/13.3-6
- voedingsspanning:

+5 V typisch
- voedingsstroom
  3,0 mA typisch, 3,6 mA max.
- offsetspanning:
  1 mV typisch, 6 mV max.
- biasstroom ingang:
  6 μA typisch, 17 μA max.
- offsetstroom ingang:
  6 μA typisch, 17 μA max.
- common-mode rejection:
  47 dB typisch, 43 dB min.
- ingangsimpedantie:
  0,36 MΩ typisch, 0,23 MΩ min.
- ingangscapaciteit:
  1,8 pF typisch, 2,7 pF max.
- ingangsspanningsbereik:
  4,2 V typisch, 4,0 V min.
- uitgangsspanningsbereik:
  bij 100 Ω: 4,0 V typisch, 3,8 V min.
- uitgangsstroom:
  100 mA typisch, 40 mA min.
- uitgangsimpedantie:
  70 mΩ typisch, 140 mΩ max.
- -3 dB bandbreedte:
  bij 0,5 V: 130 MHz typisch, 85 MHz min.
- -0,1 dB bandbreedte:
  bij 0,5 V: 30 MHz typisch, 20 MHz min.
- lineaire fase-afwijking:
  bij 30 MHz en 0,5 V: 0,15° typisch, 0,4° max.
- stijgtijd:
  bij 2 V stap: 4,5 ns typisch, 6,8 ns max.
- daaltijd:
  bij 2 V stap: 4,5 ns typisch, 6,8 ns max.
- settling tijd:
  bij 1 V stap: 17 ns typisch, 60 ns max.
- overshoot:
  bij 2 V stap: 11 % typisch, 18 % max.
- slew rate:
  bij 2 V stap: 280 V/μs typisch, 150 V/μs min.
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -79 dB typisch, -73 dB min.
- 3de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -85 dB typisch, -79 dB min.
- equivalente ingangsruis:
  >1 MHz: 3,4 nV/Hz^{-1} typisch
- overspraak:
  bij 10 MHz en 1 V: -72 dB typisch

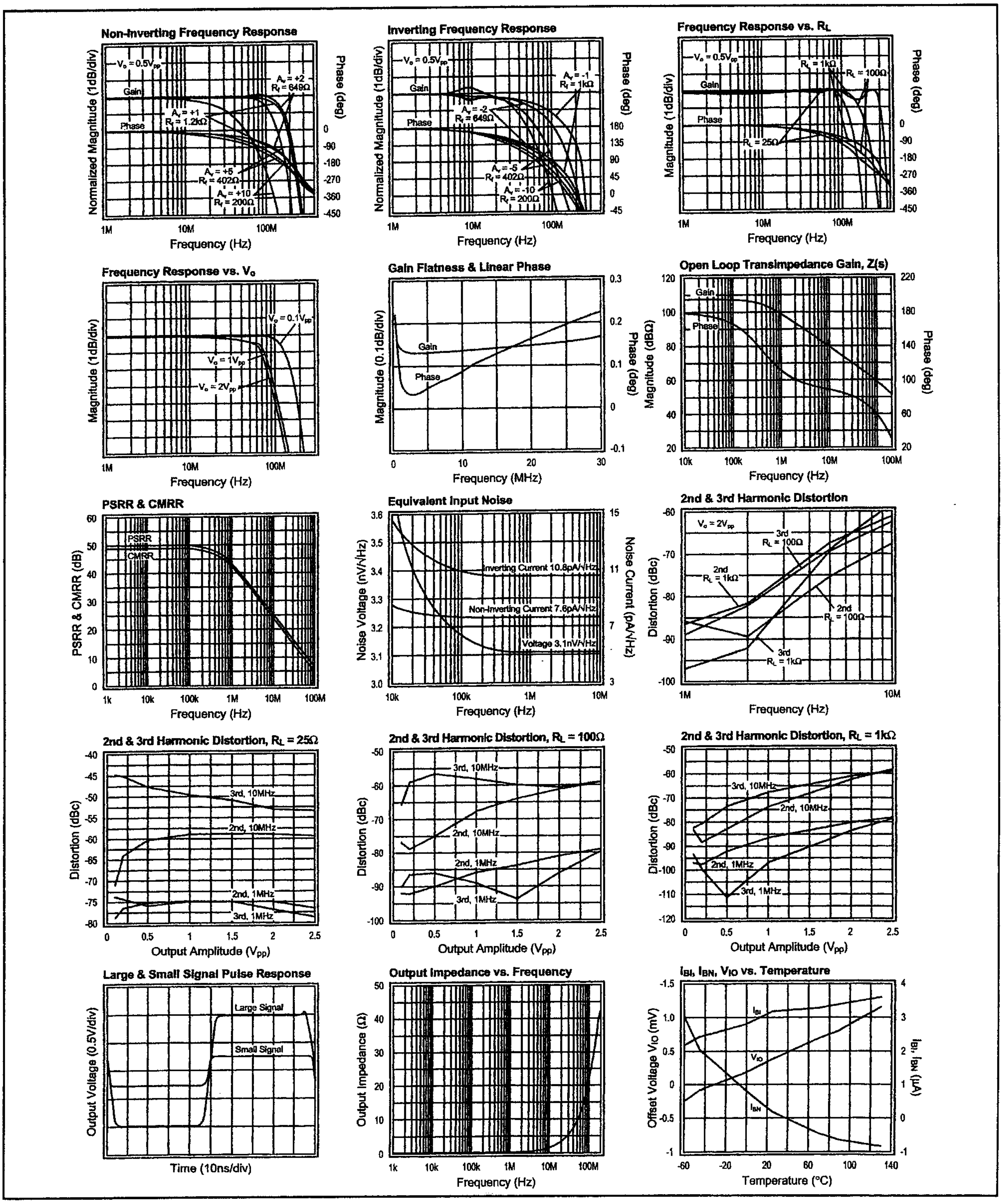


Figuur 15/13.3-6: Aansluitgegevens van de CLC5622.

Afwijkende gegevens bij +/-5 V symmetrische voeding

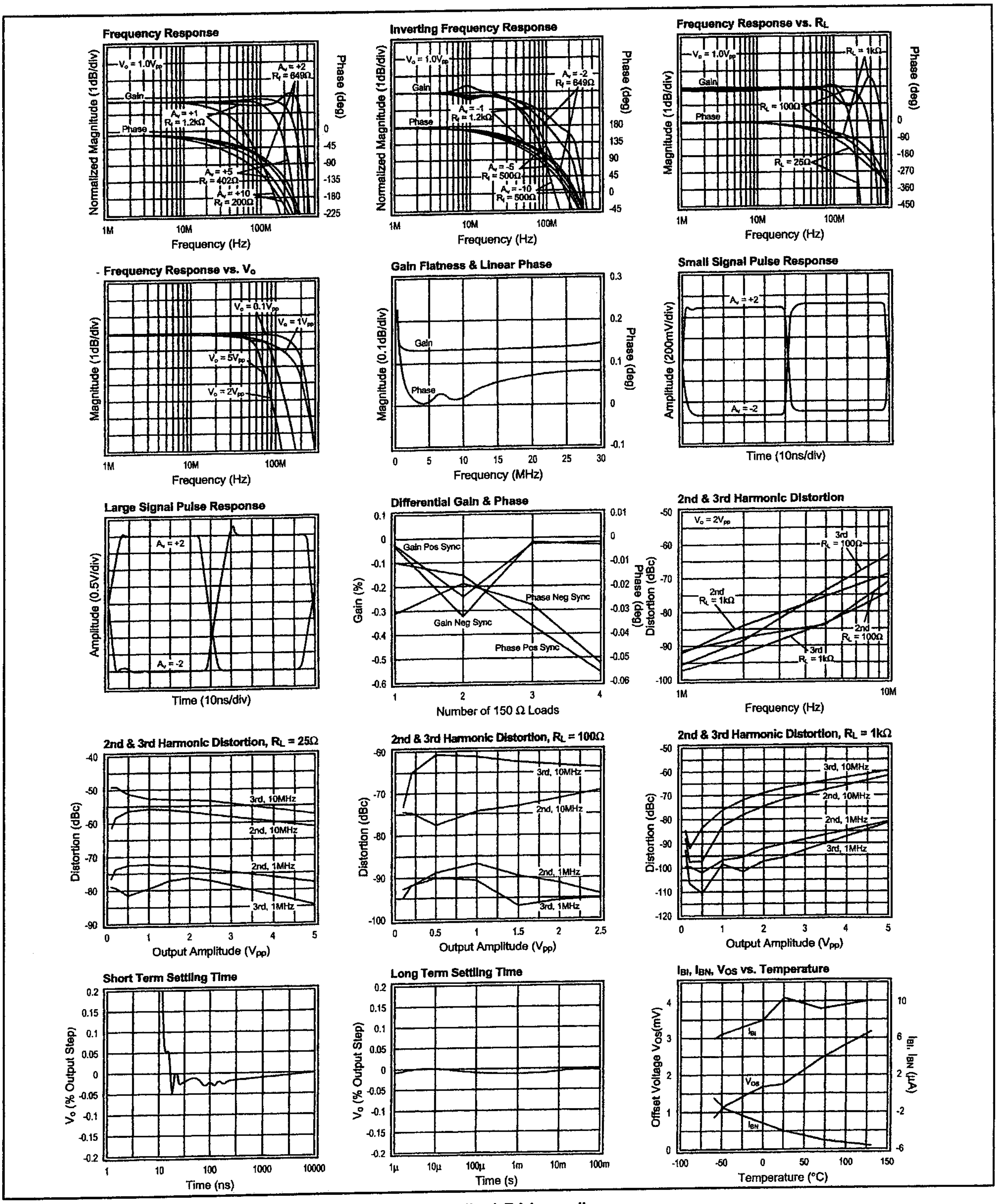
- voedingsspanning:
  +/-5 V typisch
- voedingsstroom
  3,2 mA typisch, 4,0 mA max.
- offsetspanning:
  1 mV typisch, 8 mV max.
- biasstroom ingang:
  8 μA typisch, 25 μA max.
- offsetstroom ingang:
  9 μA typisch, 28 μA max.
- common-mode rejection:
  48 dB typisch, 44 dB min.
- ingangsimpedantie:
  0,48 MΩ typisch, 0,31 MΩ min.
- ingangscapaciteit:
  1,4 pF typisch, 2,1 pF max.
- uitgangsspanningsbereik:
  bij 100 Ω: +/-3,8 V typisch, +/-3,5 V min.
- uitgangsstroom:
  130 mA typisch, 50 mA min.
- uitgangsimpedantie:
  60 mΩ typisch, 120 mΩ max.
- -3 dB bandbreedte:
  bij 1 V: 160 MHz typisch, 115 MHz min.
- -0,1 dB bandbreedte:
  bij 1 V: 30 MHz typisch, 20 MHz min.
- lineaire fase-afwijking:
  bij 30 MHz en 1 V: 0,15° typisch, 0,4° max.

13.3 Video-versterkers



Figuur 15/13.3-7: De belangrijkste specificaties bij +5 V voeding.

13.3 Video-versterkers



Figuur 15/13.3-8: De belangrijkste specificaties bij +/-5 V voeding.

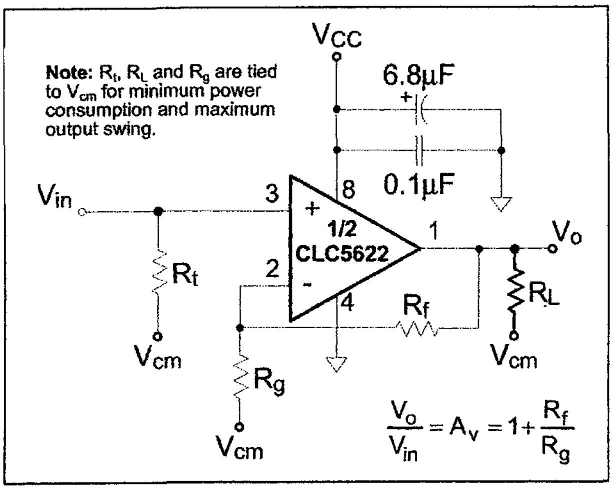
- stijgtijd:
  bij 2 V stap: 4,4 ns typisch, 6,8 ns max.
- daaltijd:
  bij 2 V stap: 4,4 ns typisch, 6,8 ns max.
- settling tijd:
  bij 2 V stap: 18 ns typisch, 60 ns max.
- overshoot:
  bij 2 V stap: 19 % typisch, 24 % max.
- slew rate:
  bij 2 V stap: 370 V/µs typisch,
  240 V/µs min.
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -95 dB typisch,
  -85 dB min.
- 3de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -95 dB typisch,
  -88 dB min.

Belangrijkste specificaties

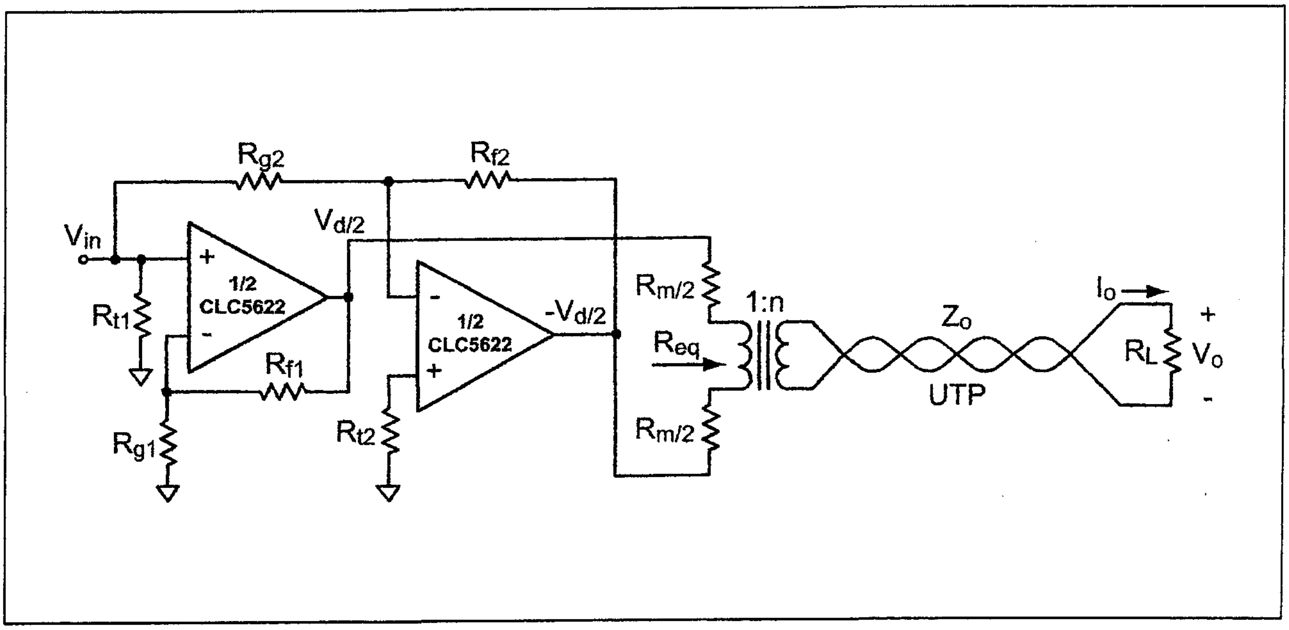
De belangrijkste specificaties van de CLC5622 bij enkelvoudige +5 V voeding zijn samengevat in figuur 15/13.3-7. Voor symmetrische voeding wordt verwezen naar figuur 15/13.3-8.

Voorbeeld-schakelingen

In figuur 15/13.3-9 wordt een niet-inverterende versterker voorgesteld rond 1/2 CLC5622. In dit voorbeeld wordt uitgegaan van enkelvoudige +5 V voeding, waarbij de ingangsspanning groter moet zijn dan 0,8 V. In figuur 15/13.3-10 wordt de CLC5622 toegepast als differentiële lijndriver voor een UTP-verbinding.



Figuur 15/13.3-9: Niet-inverterende versterker rond de CLC5622.



Figuur 15/13.3-10: UTP-driver met een CLC5622.

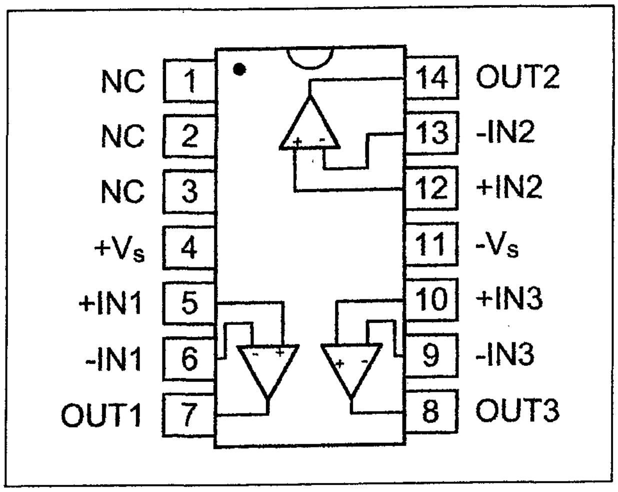
CLC5623

148 MHz, 130 mA, 370 V/μs, triple

De drievoudige video-versterker CLC5623 is uitgerust met een speciale uitgangstrap die in staat is 130 mA te leveren, maar slechts 3,0 mA ruststroom opneemt uit een enkelvoudige +5 V voedingsspanning. De versterker werkt volgens het current feedback principe met een volledig complementaire uitgangsstructuur. De 0,1 dB bandbreedte bedraagt 15 MHz, waarbij een maximale fase fouthoek van 0,06° optreedt. De CLC5623 is ontworpen voor het aansturen van single ended kabels die een hoge capacitieve belasting introduceren. Bij het aansturen van een 100 Ω kabel bedraagt de tweede harmonische vervorming slechts -78 dB.
Naast toepassingen in de video-wereld is het IC ook bruikbaar voor het aansturen van symmetrische ADSL- of HDSL-lijnen via een trafo.

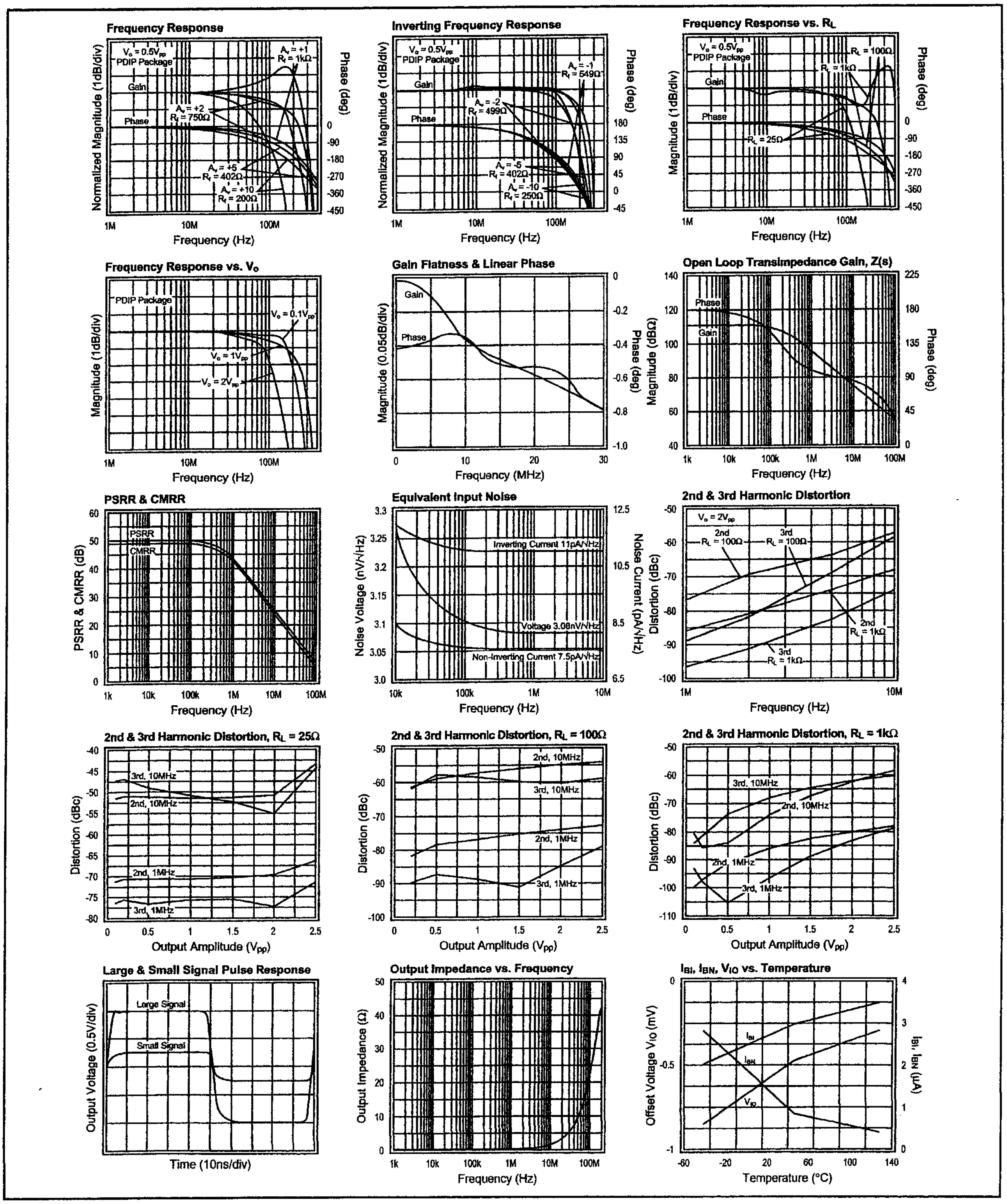
Technische gegevens
+5 V enkelvoudige voeding

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14, SOIC-14
- aansluitgegevens: figuur 15/13.3-11
- voedingsspanning:
  +5 V typisch
- voedingsstroom:
  3,0 mA typisch, 3,6 mA max.
- offsetspanning:
  1 mV typisch, 6 mV max.
- biasstroom ingang:
  6 μA typisch, 24 μA max.
- offsetstroom ingang:
  6 μA typisch, 17 μA max.
- common-mode rejection:
  45 dB typisch, 41 dB min.
- ingangsimpedantie:
  0,86 MΩ typisch, 0,45 MΩ min.
- ingangscapaciteit:
  1,8 pF typisch, 2,7 pF max.
- ingangsspanningsbereik:
  4,2 V typisch, 4,0 V min.
- uitgangsspanningsbereik:
  bij 100 Ω: 4,0 V typisch, 3,8 V min.
- uitgangsstroom:
  100 mA typisch, 40 mA min.
- uitgangsimpedantie:
  70 mΩ typisch, 140 mΩ max.
- -3 dB bandbreedte:
  bij 1,5 V: 107 MHz typisch, 75 MHz min.
- -0,1 dB bandbreedte:
  bij 0,5 V: 14 MHz typisch, 10 MHz min.
- lineaire fase-afwijking:
  bij 30 MHz en 0,5 V: 2,0° typisch, 2,4° max.
- stijgtijd:
  bij 2 V stap: 4,5 ns typisch, 6,8 ns max.
- daaltijd:
  bij 2 V stap: 4,5 ns typisch, 6,8 ns max.
- settling tijd:
  bij 1 V stap: 17 ns typisch, 60 ns max.
- overshoot:
  bij 2 V stap: 11 % typisch, 18 % max.
- slew rate:
  bij 2 V stap: 280 V/μs typisch, 150 V/μs min.
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -76 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -88 dB typisch
- equivalente ingangsruis:
  >1 MHz: 4,9 nV/Hz^{-1} typisch
- overspraak:
  bij 10 MHz en 1 V: -51 dB typisch



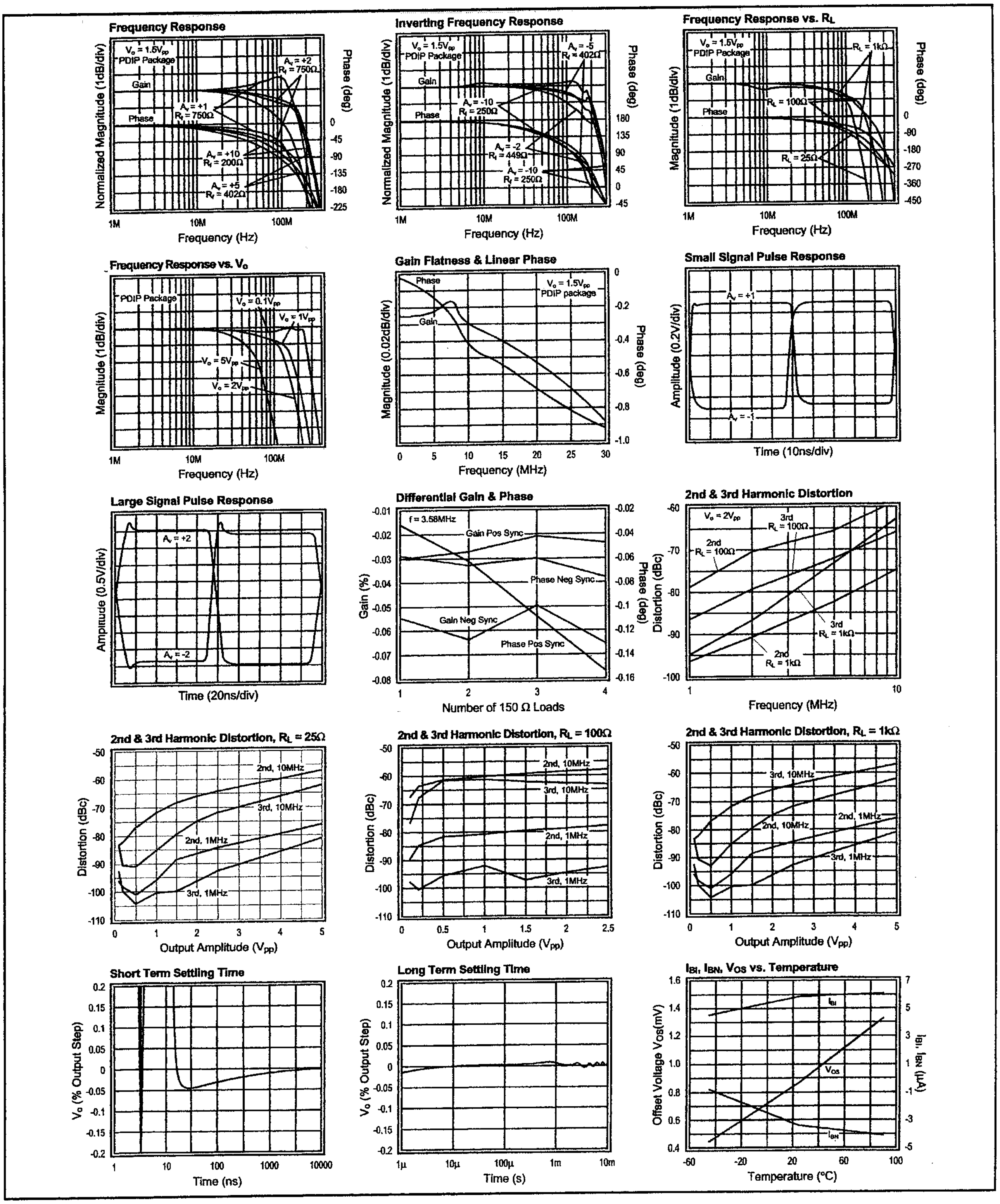
Figuur 15/13.3-11: Aansluitgegevens van de CLC5623.

13.3 Video-versterkers



Figuur 15/13.3-12: De belangrijkste specificaties bij +5 V voeding.

13.3 Video-versterkers



Figuur 15/13.3-13: De belangrijkste specificaties bij +/-5 V voeding.

Afwijkende gegevens bij +/-5 V symmetrische voeding

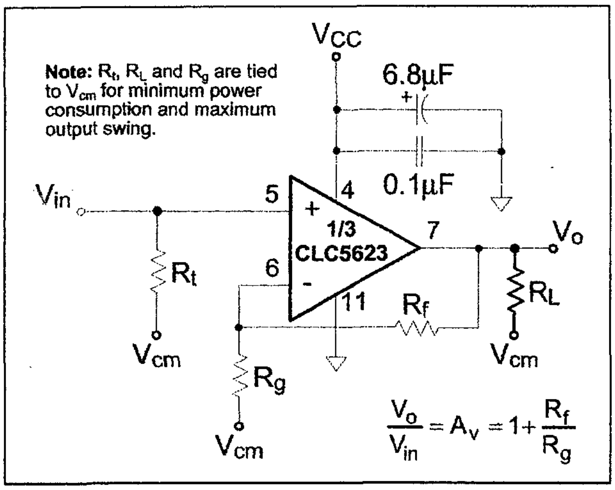
- voedingsspanning:
  +/-5 V typisch
- voedingsstroom
  3,2 mA typisch, 4,0 mA max.
- offsetspanning:
  1 mV typisch, 8 mV max.
- biasstroom ingang:
  8 μA typisch, 25 μA max.
- offsetstroom ingang:
  9 μA typisch, 28 μA max.
- common-mode rejection:
  47 dB typisch, 41 dB min.
- ingangsimpedantie:
  0,88 MΩ typisch, 0,47 MΩ min.
- ingangscapaciteit:
  1,4 pF typisch, 2,1 pF max.
- uitgangsspanningsbereik:
  bij 100 Ω: +/-3,8 V typisch, +/-3,5 V min.
- uitgangsstroom:
  130 mA typisch, 50 mA min.
- uitgangsimpedantie:
  60 mΩ typisch, 120 mΩ max.
- -3 dB bandbreedte:
  bij 1,5 V: 148 MHz typisch, 85 MHz min.
- -0,1 dB bandbreedte:
  bij 1 V: 15 MHz typisch, 9 MHz min.
- lineaire fase-afwijking:
  bij 30 MHz en 1 V: 0,08° typisch, 2,0° max.
- stijgtijd:
  bij 2 V stap: 4,4 ns typisch, 6,8 ns max.
- daaltijd:
  bij 2 V stap: 4,4 ns typisch, 6,8 ns max.
- settling tijd:
  bij 2 V stap: 18 ns typisch, 60 ns max.
- overshoot:
  bij 2 V stap: 19 % typisch, 24 % max.
- slew rate:
  bij 2 V stap: 370 V/μs typisch,
  240 V/μs min.
- 2de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -78 dB typisch
- 3de harmonische vervorming:
  bij 1 MHz en 2 V: -94 dB typisch

Belangrijkste specificaties

De belangrijkste specificaties van de CLC5623 bij enkelvoudige +5 V voeding zijn samengevat in figuur 15/13.3-12. Voor symmetrische voeding wordt verwezen naar figuur 15/13.3-13.

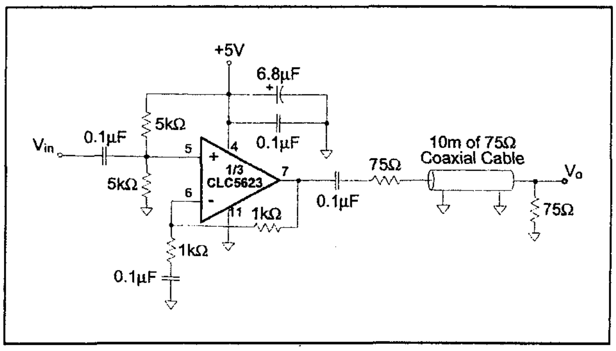
Voorbeeld-schakelingen

In figuur 15/13.3-14 wordt een niet-inverterende versterker voorgesteld rond 1/3 CLC5623. In dit voorbeeld wordt uitgegaan van enkelvoudige +5 V voeding, waarbij de ingangsspanning groter moet zijn dan 0,8 V.



Figuur 15/13.3-14: Niet-inverterende versterker rond de CLC5623.

In figuur 15/13.3-15 wordt de CLC5623 toegepast als single ended lijndriver voor het aansturen van een coax-kabel met een impedantie van 75 Ω.



Figuur 15/13.3-15: Een driver voor een 75 Ω coax-kabel.

13.3 Video-versterkers

15/14

IC's voor digitale beeldverwerking

Inhoud

15/14.1

Achtergrond-informatie: MPEG-compressie

Inleiding

Seriële videocommunicatie

Bij het verzenden of opslaan van digitale video-informatie moet steeds gebruik worden gemaakt van seriële communicatie. Dat betekent dat de informatie van de analoge videobeeldjes eerst gescand moet worden en dat deze gegevens nadien omgezet moeten worden in een seriële datastroom. Er doet zich hierbij echter één groot probleem voor. Wil men de beelden met een acceptabele kwaliteit verzenden, dan is de daarvoor noodzakelijke seriële datastroom zo groot dat geen enkel communicatiemedium is staat is deze op te slaan of te verwerken. Een voorbeeld.

Een CD heeft een maximale in- en uitleessnelheid van ongeveer 1,4 Mbit/s. Wil men echter de gegevens van 25 videobeelden per seconde, gescand met een resolutie van 720 bij 480 pixels met een kleurendiepte van 16 bit, verzenden dan levert dit een datastroom op van ongeveer 160 Mbit/s!

Het zal duidelijk zijn dat een dergelijke datastroom niet op een standaard CD ondergebracht kan worden. Hetzelfde geldt natuurlijk voor allerlei andere vormen van seriële opslag of communicatie, zoals harde schijven, telefoonlijnen, modemverbindingen en locale netwerken.

Compressie noodzakelijk

Toch wordt verwacht dat digitale videocommunicatie een zeer groot toekomstperspectief heeft. Reeds nu zijn enige toepassingen van digitale seriële video beschikbaar en in de nabije toekomst worden nog veel meer applicaties verwacht. Enige voorbeelden:

- CD-I
  Het door Philips ontwikkelde systeem van "interactieve CD", waarbij ruimte beschikbaar is voor het weergeven van korte speelfilmfragmenten of animaties.
- Video-CD
  De nieuwe doorbraak in de CD-technologie, waarvan de normen zijn vastgelegd in het "white book" en die de mogelijkheid biedt speelfilms van een standaard lengte op twee CD-schijfjes vast te leggen.
- Professionele beeldoverdracht via het ISDN-net
  Deze techniek zal onder meer gebruikt worden voor het in hoge resolutie verzenden van statische beelden, bijvoorbeeld röntgenopnamen van het ene ziekenhuis naar het ander.
- VOD
  Het "Video On Demand"-systeem laat toe op abonnee-basis speelfilms en andere video-informatie via rechtstreekse satellietverbindingen bij een leverancier op te vragen.
  Een van deze systemen die in ontwikkeling is, is het "Hughes Direc-TV"-systeem.
- Digitale kabel-TV
  Hierbij wordt gedacht aan kabelnetten die in staat zijn 500 TV-kanalen te versturen.

De MPEG-standaard

Toen de internationale communicatieindustrie in het begin van de jaren '80 begon te filosoferen over digitale beeldcommunicatie werd al snel duidelijk dat het nooit zou

lukken video en geluid op een economische manier ongecomprimeerd te versturen. De internationale industrie was er (gelukkig) van overtuigd dat er een wereldstandaard voor de compressie van digitale beelden en geluid moest opgesteld worden.
Die standaard zou flexibel moeten zijn, zodat een en dezelfde hardware door software geprogrammeerd kon worden voor verschillende soorten compressie-algoritmen. Op deze manier zou de internationale standaard zonder grote problemen aangepast kunnen worden aan verschillende toepassingen, die ieder hun eigen eisen stellen. Op initiatief van twee internationale normeringsinstituten, de ISO (International Standardisation Organisation) en de IEC (International Electrotechnical Committee) werd rond 1990 een internationale werkgroep opgericht met als naam "Moving Picture Expert Group", afgekort tot MPEG. Deze werkgroep was samengesteld uit internationaal toonaangevende experts op het gebied van compressietechnieken en digitale beeldverwerking. In de werkgroep waren alle belangrijke internationale industrieën vertegenwoordigd uit de gebieden consumentenelektronica, automatisering, datacommunicatie en IC-fabricage. De werkgroep ontwikkelde op korte termijn een videocompressietechniek, die geschikt is voor een breed scala van toepassingen met verschillende kwaliteiten, resoluties, compressieniveaus en kleurmodellen. De algemene hardware-technologie die hiervoor noodzakelijk is wordt MPEG genoemd.
Daarnaast zijn er diverse software-gestuurde compressiealgoritmen ontwikkeld, die allemaal gebruik kunnen maken van de standaard hardware. Deze algoritmen zijn genormeerd in diverse MPEG-klassen. Tot nu toe zijn vier klassen vastgesteld, MPEG-1 tot en met MPEG-4. Iedere klasse heeft specifieke toepassingen.

MPEG-1

MPEG-1 is speciaal ontwikkeld voor algemeen gebruik in de consumentenelektronica.
De software-algoritmen van MPEG-1 worden bijvoorbeeld toegepast bij CD-I en Video-CD. De voornaamste eigenschap van MPEG-1 is dat de gecombineerde datastroom van video en audio wordt samengeperst tot een maximale datahoeveelheid van 1,4 Mbit/s, zodat de gegevens zonder problemen verwerkt kunnen worden met normale CD's.
De specificaties van MPEG-1 kunnen als volgt worden samengevat:

- Ondersteunde systemen:
  PAL, SECAM, NTSC.
- Beeldopbouw:
  Niet geïnterlinieerd.
- Maximale bitsnelheid video:
  1,15 Mbit/s.
- Resolutie luminantie:
  352 bij 288 pixels voor PAL.
- Resolutie chrominantie:
  176 bij 144 pixels voor PAL.
- Beeldfrequentie:
  30 Hz maximaal, in Europa wordt echter gebruik gemaakt van 25 niet geïnterlinieerde beelden per seconde.
- Speelduur van een MPEG-1 CD:
  Maximaal 72 minuten, een en ander afhankelijk van de noodzakelijke compressiegraad.
- Vertraging bij decoderen:
  Maximaal 250 ms tussen het ontvangen van de seriële datastroom van een beeldje en het beschikbaar zijn van het herwonnen beeld.
- Audiocodering
  Perceptuele codering van het audiobereik in 32 subbanden met gelijke bandbreedte, vergelijkbaar met PASC.
- Audiosampling:
  32 kHz, 44,1 kHz, 48 kHz
- Audiosysteem:
  mono, tweekanaals, stereo, joint stereo
- Audio datastroom:
  Softwarematig instelbaar tussen 32 kbit/s en 448 kbit/s, voor Video-CD begrensd tot 200 kbit/s

MPEG-1 werd beschreven in de ISO/IEC normering 11.172.

14.1 Achtergrond-informatie MPEG-compressie

MPEG-2

Voor professionele toepassingen werd MPEG-2 ontwikkeld. Deze techniek biedt een veel grotere videoresolutie en mogelijkheden voor het samenvoegen van een groot aantal videokanalen, voor het versleutelen van de gegevens en voor bescherming tegen overdrachtsfouten tot op bitniveau. Bovendien kan MPEG-2 geïnterlinieerde video verwerken, zodat het beter aansluit op de bestaande TV-technologie. Op audioniveau biedt MPEG-2 veel meer bemonsteringsfrequenties en de mogelijkheid tot meerkanaalsgeluid, zoals het door Dolby ontwikkelde en van de bioscoop bekende "surround sound system". Er kunnen vijf audiostromen gecodeerd worden, terwijl er dan nog ruimte is voor zeven commentaarkanalen. De beschikbare beeldresoluties van MPEG-2 zijn:

- HDTV:
  1.920 bij 1.152 pixels met een datastroom van 30 Mbit/s.
- EDTV:
  960 bij 576 pixels met een datastroom van 10 Mbit/s.
- SDTV:
  720 bij 576 pixels met een datastroom van 5 Mbit/s;
- LDTV:
  352 bij 288 pixels, met een datastroom van 2 Mbit/s.

MPEG-2 werd genormeerd in ISO/IEC 13.818 en is in zoverre compatibel met MPEG-1 dat een MPEG-1 datastroom zonder problemen door een MPEG-2 decoder verwerkt kan worden. Een andere belangrijke eigenschap van MPEG-2 is dat er een zogenoemde "low delay"-mode geprogrammeerd kan worden, waarbij de systeemvertraging gereduceerd wordt tot maximaal 100 ms. Hierdoor wordt het systeem geschikt voor real time bidirectionele communicatie, bijvoorbeeld tussen twee beeldtelefoons.
De audionorm van MPEG-2 zal worden gebruikt voor de op te zetten digitale radio DAB (Digital Audio Broadcasting) waarvan de eerste reguliere uitzendingen in 1995 van start gaan.

MPEG-3 en -4

Deze twee normeringen zijn nog in volle ontwikkeling en men kan nog niet echt spreken van een standaard. De vraag is zelfs of deze normen op hardware-gebied compatibel zullen zijn met MPEG-1 en -2. In wezen zijn beide systemen bedoeld voor lage kwaliteit videoverbindingen, zoals digitale beeldtelefonie. Om gebruik te kunnen maken van de aanwezige infrastructuur moet er nog grotere compressie op de gegevens worden toegepast. Men onderzoekt de mogelijkheid MPEG-4 uit te rusten met de zogenoemde "fractal"-compressie, een systeem waarbij ingewikkelde ruimtelijke structuren door simpele wiskundige formules gedefinieerd kunnen worden.

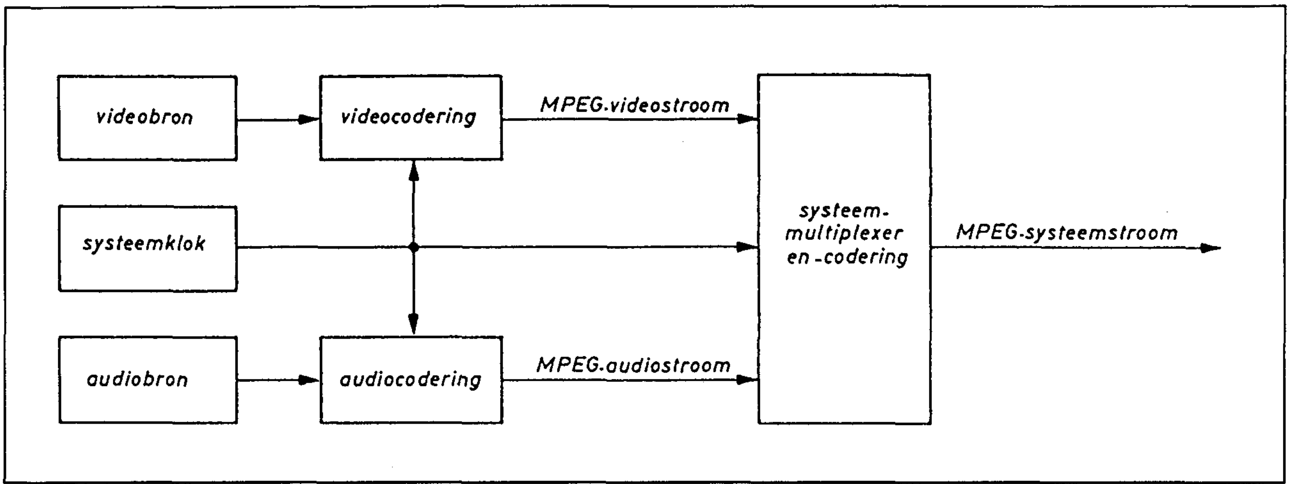
De algemene structuur van MPEG-1 en -2

Bij het comprimeren van video met geluid moet de compressietechniek rekening houden met drie zaken:

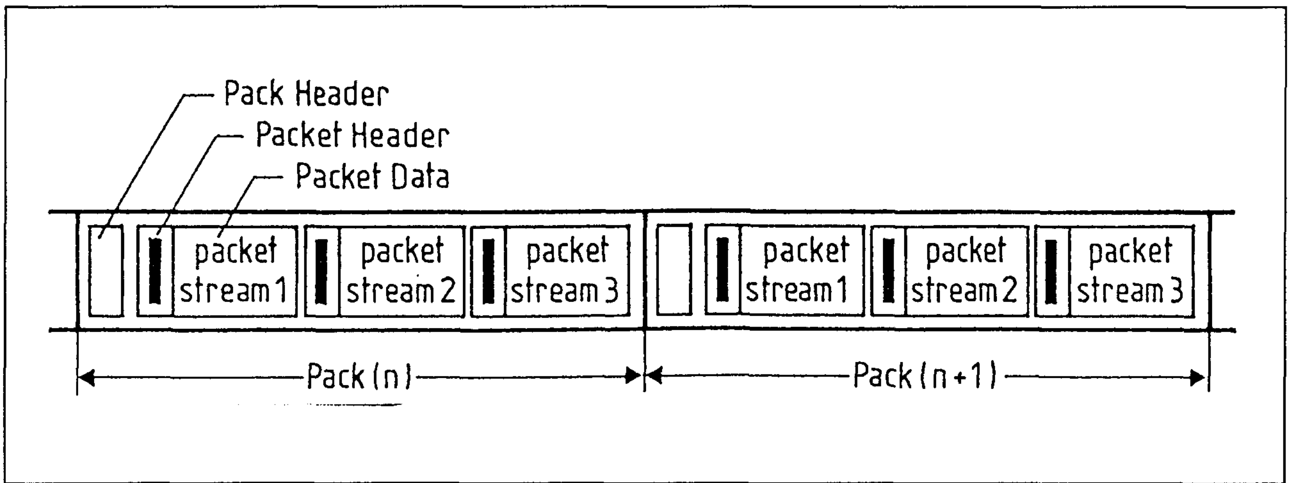
- de compressie van de video-informatie;
- de compressie van de audio-informatie;
- de synchronisatie tussen video en audio.

Dit laatste is een belangrijk punt, want omdat de gegevens naar een seriële code worden omgezet is die synchronisatie niet vanzelf sprekend. Toch is het de bedoeling dat de herwonnen gegevens een lipsynchrone film opleveren! Het algemene schema van een codering volgens MPEG-1 en -2 is samengevat in figuur 15/14.1-1. Er zijn twee coders, een voor de video en een voor de audio, een systeemklok en een multiplexer die zorgt dat de gecomprimeerde video- en audiogegevens op de juiste manier tot een seriële datastroom worden gecombineerd. De gegevens worden verpakt in blokken die "pack's" worden genoemd. In één pack kunnen video- en audio-gegevens gemengd worden. Ieder pack wordt voorafgegaan door een zogenoemde "header", waarin de voor het decodersysteem noodzakelijke gegevens over het soort gegevens in het pack en de toegepaste compressie-algoritmen worden verwerkt.

14.1 Achtergrond-informatie MPEG-compressie



Figuur 15/14.1-1: Het algemene schema van een MPEG-1 en -2 codering.



Figuur 15/14.1-2: De structuur van de gemultiplexte video- en audiogegevens in de seriële datastroom bij MPEG-1 en -2.

Een pack bestaat uit verschillende zogenoemde "packet's", die weer voorafgegaan worden door een subheader en die alleen video- of audiogegevens bevatten. Dat algemene verzendschema van de gegevens is samengevat in figuur 15/14.1-2. In de packet headers worden "Presentation Time Stamps" opgenomen als tijdreferentie. Deze geven de waarde van de systeemclock weer op het moment dat de gegevens aan de coderingsschakeling worden aangeboden. In de pack header wordt bovendien een "System Clock Reference" opgenomen. Aan de hand van deze gegevens kan de decoderelektronica de clock herwinnen en kan ervoor gezorgd worden dat de video- en audiogegevens weer volledig worden gesynchroniseerd.

Open standaard

Zoals reeds beschreven heeft MPEG een open structuur. De coderings- en decoderingshardware is in staat verschillende soorten compressieschema's en -algoritmen door te voeren. De gebruikte algoritmen worden gecodeerd en in de headers verzonden. Op deze manier is het mogelijk dat een met MPEG-1 gecomprimeerde film van leveran-

cier X na decodering een betere kwaliteit levert dan dezelfde film, gecodeerd door leverancier Y. De kwaliteit van de herwonnen gegevens wordt immers in hoge mate bepaald door de compressie-algoritmen die worden gebruikt. Die open architectuur maakt het bovendien ook mogelijk dat bepaalde leveranciers over gaan tot het versleutelen van de gegevens. Aan de decoderzijde kan men dan alleen via een gehuurde of gekochte softwaresleutel de gegevens tot een normaal te genieten beeld herleiden.
Zelfs de hardware van de codering is in staat tijdens het comprimeren de gebruikte compressie-algoritmen aan te passen aan de hoeveelheid data die op een bepaald moment wordt aangeboden. Het zal duidelijk zijn dat het comprimeren van een seconde video waarin nauwelijks beweging zit heel wat efficiënter kan dan het bewerken van een scène vol actie. De hardware kan dan besluiten de gegevens van de eerste scène door een minder ver gaand algoritme te laten comprimeren. De kwaliteit van de herwonnen beelden is dan erg hoog. Als even later het beeld echter vol actie komt zou de datastroom de magische grens van 1,411 Mbit/s (MPEG-1) overschrijden. De hardware beslist dan zelfstandig dat het noodzakelijk is een grotere compressiefactor toe te passen. De kwaliteit van de herwonnen beelden gaat dan dalen, maar gelukkig is het oog daar op dat moment allerminst gevoelig voor. Het oog neemt namelijk voornamelijk de actie op het scherm waar en let niet op details.

Lossy en lossless MPEG
De MPEG-standaard beschrijft twee compressieschema's:

- Lossy
  Bij de lossy techniek zal het beeld dat wordt teruggewonnen uit de compressiegegevens niet ***identiek zijn aan het originele beeld.*** Er worden dus bij de compressie gegevens verwijderd. Nu valt dat nauwelijks op, omdat het menselijke oog een vrij ongevoelig instrument is. Zo is het oog zeer ongevoelig voor kleine nuances in kleur. Van deze wetenschap wordt bij de lossy techniek gebruik gemaakt om zeer hoge datareducties te verkrijgen.
- Lossless
  Bij de lossless techniek wordt gebruik gemaakt van compressie-algoritmen die tot gevolg hebben dat het originele beeld tot op pixelniveau onaangetast herwonnen kan worden. Het zal duidelijk zijn dat deze techniek veel lagere compressiefactoren oplevert.

Het principe van de MPEG-compressie

Inleiding
De zware taak, waar de bedenkers van het systeem voor gesteld stonden, wordt dramatisch toegelicht aan de hand van de reeds beschreven datastromen van een CD en een gedigitaliseerde video-sequentie. Hieruit blijkt dat de gegevens met een factor 140 gecomprimeerd moeten worden! Het zal duidelijk zijn dat een dergelijke zware compressie niet in één stap te realiseren is. De codering van de videogegevens is erg ingewikkeld en doorloopt een heleboel stapjes. In de meeste stappen wordt iets bijgedragen aan de totale compressie, zodat uiteindelijk toch de noodzakelijke totale compressiefactor verkregen wordt.

Overzicht
In het kort komt de MPEG-verwerking van een analoog filmsignaal naar de uiteindelijke gecomprimeerde datastroom neer op de volgende procedure:

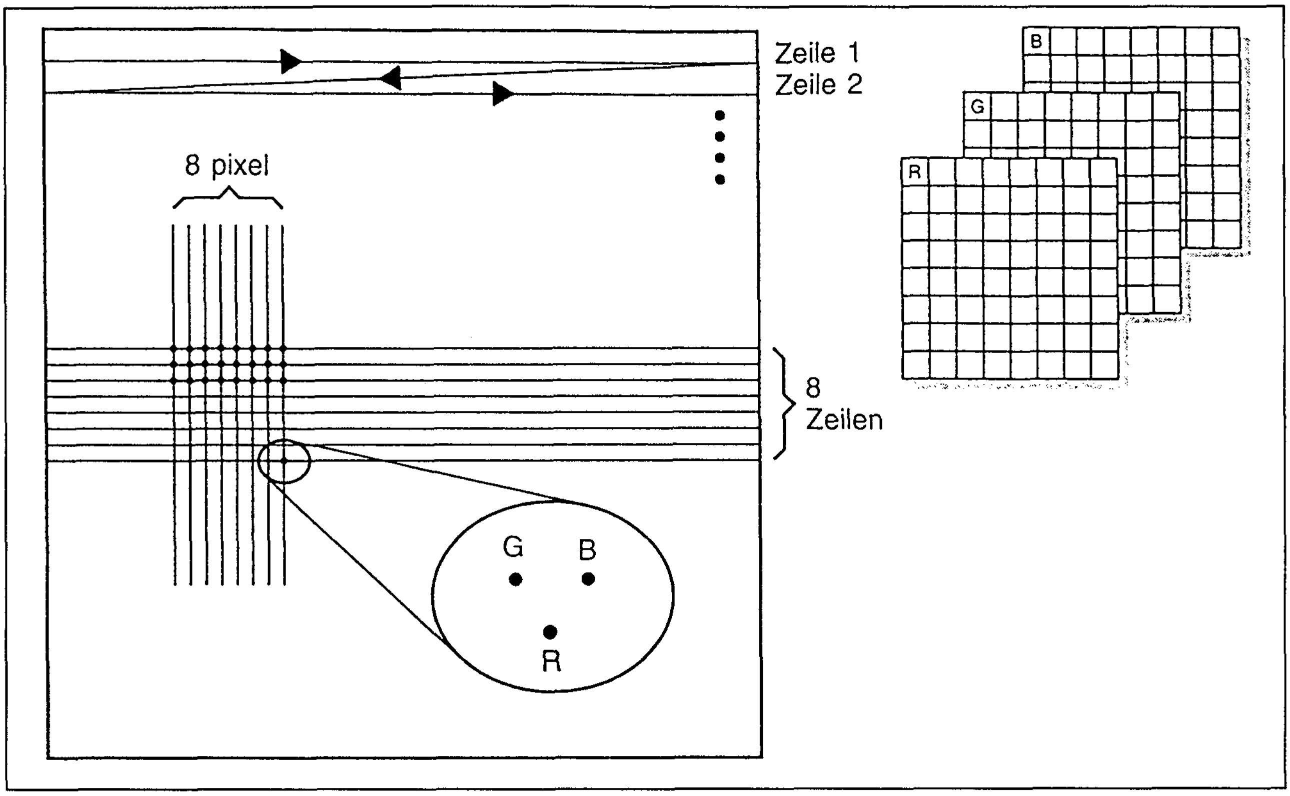
- Stap 1:
  Scannen van de filmbeelden met 3 x 8 bit volgens het RGB-kleurenschema en met een hoge resolutie van 720 bij 480.
- Stap 2:
  Intelligent reduceren van de horizontale en vertikale resolutie met een factor twee (compressieslag 1).

- Stap 3:
  Omzetten van de RGB-gegevens naar een YUV-schema en intelligente reductie van de chrominantie-gegevens (compressieslag 2).
- Stap 4:
  Indelen van het beeld in zogenoemde macroblokken van 8 bij 8 pixels.
- Stap 5:
  Opslaan van een groot aantal macroblokken van opeenvolgende beeldjes in een geheugen en toepassen van "motion compensation" door middel van "forward prediction" en "bidirectional prediction".
- Stap 6:
  Verdelen van de beeldenstroom in zogenoemde I-, P- en B-frames.
- Stap 7:
  Berekenen van zogenoemde "motion vectors" en berekenen van de zogenoemde "prediction errors" (compressieslag 3).
- Stap 8:
  Toepassen op de macroblokken van de I-beelden van de zogenoemde DCT, oftewel de "discrete cosinus transformatie".
- Stap 9:
  De gegevens die hieruit voortkomen onderwerpen aan een zogenoemde "psychovisuele quantiseringsmatrix", waardoor de lossy compressie van MPEG ontstaat (compressieslag 4).
- Stap 10:
  De gequantiseerde gegevens van een macroblok zigzaggend omzetten in een seriële datastroom.
  De MPEG-gecomprimeerde gegevens van de I-frames weer combineren met de gegevens van de P- en B-frames en deze in een bepaalde volgorde samenvoegen tot één datastroom.
- Stap 11:
  De seriële gegevens onderwerpen aan een zogenoemde "run length codering" (compressieslag 5).
- Stap 12:
  De omgezette gegevens nog eens comprimeren door middel van een zogenoemde "entropie-codering" op basis van het Huffmann-algoritme (compressieslag 6).

Stap 1:
Het scannen
Bij de toepassing waar het bij MPEG-1 om gaat, CD-I en Video-CD, zal het bronmateriaal in de meeste gevallen bestaan uit een chemisch ontwikkelde film, samengesteld uit tienduizenden dia's op een rol die via een sluiter en transportmechanisme met een snelheid van 24 beeldjes per seconde op het witte doek worden geprojecteerd. Dergelijk materiaal kan worden gedigitaliseerd met filmscanners, die beeldje na beeldje omzetten in een digitaal beeld. Deze scanners werken met een resolutie van 720 bij 576 voor PAL-televisie en met 720 bij 480 bij het Amerikaanse NTSC-systeem. Dat wil zeggen dat ieder filmbeeld, zie figuur 15/14.1-3, in 576 lijnen wordt afgetast en dat er in iedere lijn 720 beeldmonstertjes worden genomen. Uit de aard van hun werking leveren filmscanners een zogenoemd "RGB-schema" af. Ieder puntje wordt ontleed in de drie basiskleuren rood, groen en blauw met een resolutie van 8 bit per kleur. Dat levert in totaal een kleurenspectrum van meer dan 16 miljoen kleuren op, het zogenoemde "true color".
Op deze manier wordt het beeld omgezet in drie zogenoemde "planes", een voor rood, een voor groen en een voor blauw.

Stap 2:
Het reduceren van de resolutie
De resulterende datastroom is veel te groot voor de gewenste toepassingen. Vandaar dat de resolutie wordt gereduceerd tot 352 bij 288.
In horizontale richting wordt een intelligent reductieschema toegepast, waarbij de elektronica gemiddelde kleurwaarden berekent van de pixels die behouden blijven en de pixels die worden verwijderd. In vertikale richting kan een identiek proces worden toegepast, maar het is ook toelaatbaar dat simpelweg lijnen worden geschrapt.

14.1 Achtergrond-informatie MPEG-compressie



Figuur 15/14.1-3: Het scannen van de filmbeeldjes van een film.

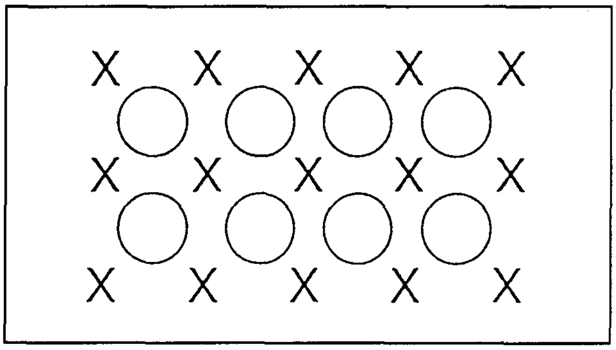
Stap 3:
De RGB naar YUV vertaling

Een kleurenbeeld kan niet alleen volledig worden beschreven door de R-, G- en B-waarden. Het is ook mogelijk een beeld te definiëren door de luminantie Y en de chrominantie C. De eerste grootheid geeft informatie over de helderheid van het beeld, de tweede bepaalt de kleursamenstelling. Om de kleur te omschrijven moet men wel twee grootheden voor de chrominantie definiëren. Deze worden C_U en C_V genoemd. Het grote voordeel van een definiëring volgens het YUV-schema is dat luminantie en chrominantie elkaar niet beïnvloeden en volledig afzonderlijk verwerkt kunnen worden. Het menselijke oog blijkt heel gevoelig voor variaties in de luminantie, maar veel minder gevoelig voor variaties in de chrominantie. Vandaar dat men kan volstaan met een kleinere resolutie bij het definiëren van de chrominantie. De verbanden tussen de R-, G- en B-waarden en de Y-, C_U- en C_V-waarden volgt uit onderstaande transformatieformules:

$Y = 0{,}299.R + 0{,}587.G + 0{,}114.B$
$C_U = -\,0{,}169.R - 0{,}3316.G + 0{,}5.B$
$C_V = 0{,}5.R - 0{,}4186.G - 0{,}0813.B$

Er ontstaan nu drie nieuwe "planes", waarbij de "plane" van Y nog steeds een resolutie van 352 bij 288 heeft. Omdat de informatie in de chrominantie niet zo belangrijk is, wordt de resolutie daarvan dramatisch verminderd. Er wordt een gemiddelde waarde berekent per vier pixels, volgens het schema van figuur 15/14.1-4. De kruisjes stellen de pixels van het gedigitaliseerde beeld voor. Van ieder pixel wordt eerst de luminantiewaarde berekend. Nadien worden de twee chrominatiewaarden van vier naast elkaar gelegen pixels berekend en wordt er de gemiddelde waarde van bepaald. Deze gemiddelde waarde wordt voorgesteld door de cirkeltjes. De planes van de twee C-waarden zijn door

de reductie nu nog slechts 176 bij 144 pixels groot, alweer een aanzienlijke reductie waar de kwaliteit van het beeld nauwelijks door beïnvloed wordt!



Figuur 15/14.1-4: Het reduceren van de chrominantiegegevens.

Stap 4:
Het maken van macroblokken

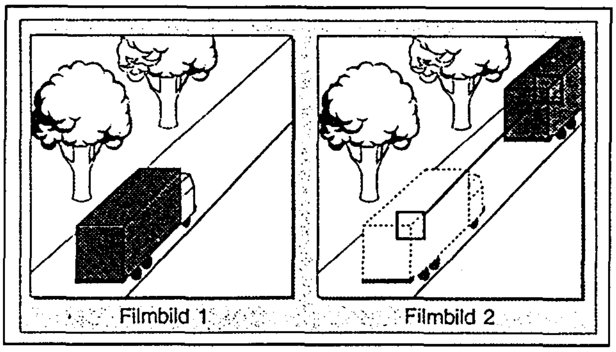
Voor de daaropvolgende ingewikkelde wiskundige bewerkingen zijn de volledige planes veel te groot. Deze worden ingedeeld in zogenoemde "macroblokken", die slechts 8 bij 8 pixels groot zijn. De volledige definitie van een stukje beeld van 16 bij 16 pixels bestaat dus uit vier macroblokken voor de luminantie en twee macroblokken voor de chrominantie. Vervolgens worden een heleboel van dergelijke macroblokken in een geheugen opgeslagen. Niet alleen alle macroblokken van het beeld dat verwerkt wordt, maar ook deze van enige voorgaande en volgende beelden.

Stap 5:
De motion compensation

Deze compressieslag vormt het hart van de MPEG-technologie. Het filmbeeld bestaat uit 25 beeldjes per seconde. Nu zal het duidelijk zijn dat er in opeenvolgende filmbeeldjes veel identieke informatie zit. Stel als voorbeeld het filmfragment dat in figuur 15/14.1-5 is voorgesteld. De achtergrond, bomen langs de weg, blijft hetzelfde. Het is dan overbodig om deze video-informatie in ieder beeld te gaan coderen door middel van de YUV-waarden.

Dat kan in één beeld, in de volgende beelden wordt op de een of andere manier duidelijk gemaakt dat de informatie in de betreffende macroblokken ongewijzigd is gebleven. Ook de macroblokken die de vrachtwagen voorstellen veranderen inhoudelijk niet. Het enige verschil is dat de macroblokken in het beeld een andere positie innemen. Het rechter beeld kan dus voor een groot deel samengesteld worden uit de macroblokken van het linker beeld. Natuurlijk zijn er ook elementen in het beeld die nieuw zijn.

Daar waar in het linker beeld de vrachtwagen stond in nu een stuk weg plus omgeving te zien. Deze macroblokken bevatten dus beeldspecifieke informatie en moeten wel gecodeerd worden.



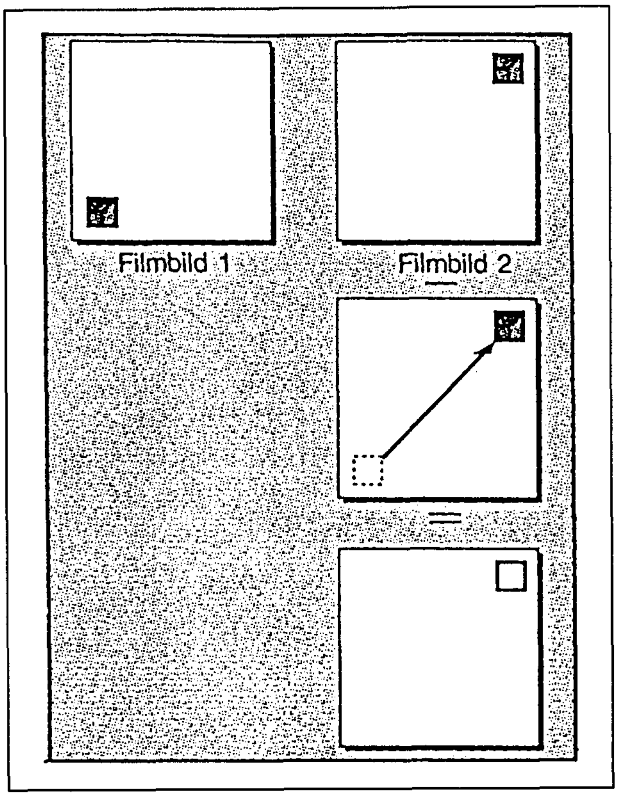
Figuur 15/14.1-5: In deze twee beeldjes zit veel identieke informatie, die slechts één keer gecodeerd moet worden.

Het principe van de reductie door middel van motion compensation berust op twee grootheden:

- een verplaatsingsvector, "motion vector" genoemd;
- een foutcorrectie, "prediction error" genoemd.

Deze begrippen worden toegelicht aan de hand van figuur 15/14.1-6.

14.1 Achtergrond-informatie MPEG-compressie



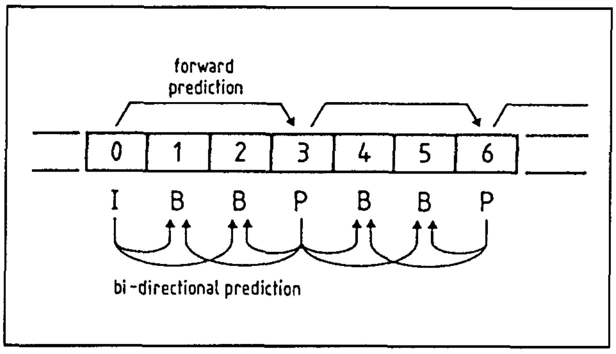
Figuur 15/14.1-6: Het coderen van macroblokken door middel van een motion vector en een prediction error.

Stel dezelfde beeldvolgorde als in figuur 15/14.1-5. Een macroblok dat een deel van de achterkant van de vrachtwagen voorstelt is verplaatst van de linker onderhoek van het beeld naar de rechter bovenhoek van het volgende beeld. Die verplaatsing kan aangegeven worden door een verplaatsingsvector (motion vector), het pijltje in de middelste figuur. Die vector kan beschreven worden door twee getallen die de verplaatsing in horizontale en in vertikale richting definiëren. Die twee getallen nemen uiteraard heel wat minder ruimte in beslag dan de volledige YUV-codering van het 8 bij 8 pixels grote macroblok! Nu kan het gebeuren dat er toch iets aan de inhoud van het verplaatste macroblok wijzigt. De hardware is in staat dat te detecteren en de prediction error te berekenen. Dat zijn foutgegevens, die de YUV-gegevens van het blok in het linker beeld corrigeren naar de YUV-gegevens van het identieke blok in het rechter beeld. Maar deze foutcorrectie kan veel effectiever gecodeerd worden dan een volledige pixel na pixel beschrijving van het rechter macroblok! In het getekende voorbeeld verandert er niets in de inhoud van het macroblok. De prediction error (onderste figuur) bevat dus geen gegevens, hetgeen wordt voorgesteld door een codering met nullen. In een volgende compressieslag kunnen deze 64 nullen heel eenvoudig worden gecomprimeerd.

Stap 6:
I-, P- en B-beelden

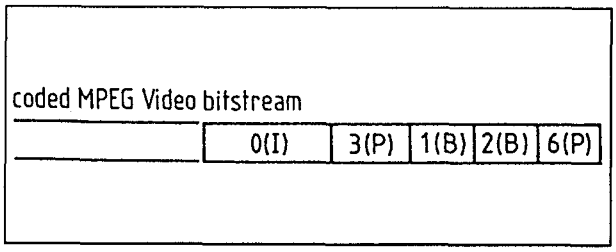
Het zal duidelijk zijn dat het werken met motion vectors maar heel even werkt. Na enige beeldjes is de vrachtwagen bijvoorbeeld volledig uit het beeld verdwenen en bestaan geen identieke macroblokken. Ook als een plotselinge beeldwisseling optreedt gaat het systeem de mist in. Dit probleem wordt opgevangen door regelmatig referentiebeelden op te nemen. Dat zijn beelden waarop geen compressie door middel van motion vectors en prediction errors wordt toegepast, maar die volledig worden beschreven door de YUV-waarden van al hun pixels. Deze beelden worden "I-frames" genoemd, de afkorting van "Intra Frame". Als de scène rustig is worden er gemiddeld twee I-frames per seconde aangemaakt. Bij scènes met veel actie kan die frequentie echter behoorlijk oplopen. Uit één zo'n I-frame kunnen diverse "P-frames" worden afgeleid. Dit proces noemt men "forward prediction", het voorspellen van de inhoud van een beeld uit de gegevens van een vorig beeld. De "P" van P-frame is uiteraard de afkorting van "predicted", zo genoemd omdat de samenstelling van deze frames voor een groot deel uit de inhoud van het I-frame kan worden afgeleid. Het berekenen van de motion vectors is echter voor zelfs de snelste processoren een immense klus. Zou men dat beeldje voor beeldje doen, dan zou het coderen van een film veel te veel tijd kosten. Vandaar worden er slechts om de drie beelden P-frames be-

rekend. De tussenliggende beeldjes worden op een andere manier gecodeerd. Deze worden "B-frames" genoemd, de afkorting van "bidirectional". Deze worden zo genoemd omdat zij worden gecodeerd door interpolatie van de gegevens uit I- en P-frames die links en rechts van het B-frame liggen. Dit proces wordt uiteraard "bidirectional prediction" genoemd. Deze tussenliggende beelden kunnen gecodeerd worden door de horizontale en vertikale waarden van de verplaatsingsvector van een macroblok te delen door het aantal tussenliggende beeldjes en nadien door middel van stapsgewijze vermeerdering de verplaatsingsvectoren van dat macroblok te coderen in de tussenliggende B-frames.
Het algemene schema van de omzetting van de "normale" YUV-gecodeerde beeldjes in een IBP-codering is getekend in figuur 15/14.1-7.



Figuur 15/14.1-7: Het omzetten van de normale YUV-beeldjes in opeenvolgende I-, B- en P-frames.

De pijltjes in deze tekening geven de richting aan waarin de processen van forward en bidirectional prediction verlopen. Het zal duidelijk zijn dat de frames echter niet in de getekende volgorde in de seriële datastroom kunnen worden opgenomen. De decoder moet immers eerst over de gegevens van I- en P-frames beschikken, alvorens de inhoud van de B-frames berekend kan worden. Vandaar dat de gegevens volgens figuur 15/14.1-8 door elkaar gehusseld worden.



Figuur 15/14.1-8: De volgorde van de I-, P- en B-frames in de seriële datastroom.

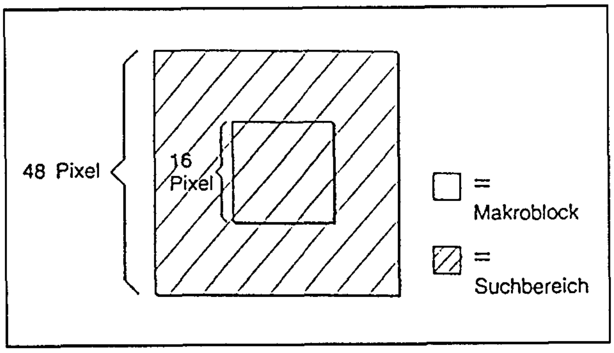
Stap 7:
Het berekenen van de motion vectors

Het berekenen van alle motion vectors is een ingewikkelde opdracht voor de processor. In de meeste gevallen wordt volgens de volgende systematiek gewerkt. Vier naast elkaar liggende macroblokken uit een I-frame worden gekombineerd tot een 16 bij 16 pixel blok. Van dit blok worden een soort van gemiddelde waarden van de luminantie en de chrominantie berekend. Vervolgens wordt dit blok, zie figuur 15/14.1-9, geplaatst in een groter omliggend gedeelte van het P-frame dat 48 bij 48 pixels groot is. De processor gaat nu in dat groter blok steeds opnieuw blokjes van 16 bij 16 onderzoeken op de soort gemiddelde waarden van luminantie en chrominantie. Als die waarden in het basisblok en het kandidaatblok ongeveer overeenstemmen, gaat het systeem er van uit dat het een identiek blok gevonden heeft in het P-frame en kan het de motion vector berekenen. In de praktijk worden de wiskundige wetten van de stochastiek toegepast. Men berekent de "gemiddelde kwadratische differentieelwaarde" van de I- en U-informatie om de waarschijnlijke gelijkheid van frames te beoordelen.

Stap 8:
De discrete cosinus transformatie

DCT is een proces, waarbij een tweedimensioneel continu amplitudeverloop kan omgezet worden in een ruimtelijk discreet frequentiespectrum. Alleen de I-frames worden nu onderworpen aan een discrete cosinus

transformatie. Dat geldt zowel voor de luminantie- als voor de chrominantie-gegevens. De luminantie-informatie kan voorgesteld worden door een matrix met 64 cellen waarbij iedere cel de luminantiewaarde van het betreffende pixel bevat.
Dat is een getal tussen "000" en "255", zie figuur 15/14.1-10.



Figuur 15/14.1-9: Het doorzoeken van blokken van 48 bij 48 pixel uit een volgend beeld op dezelfde "gemiddelde waarden" van luminantie en chrominantie als in het 16 bij 16 pixel blok uit het voorgaande beeld.

139	144	149	153	155	155	155	155
144	151	153	156	159	156	156	156
150	155	160	163	158	156	156	156
159	161	162	160	160	159	159	159
159	160	161	162	162	155	155	155
161	161	161	161	160	157	157	157
162	162	161	163	162	157	157	157
162	162	161	161	163	158	158	158

Figuur 15/14.1-10: De getallenmatrix, die de luminantie-informatie van een macroblok uit een I-frame bevat.

Formel 1: 2D FDCT

$$C(u,v) = \frac{1}{4} C_u C_v \sum_{x=0}^{7} \sum_{y=0}^{7} f(x,y) \cos \frac{(2y+1)u\pi}{16} \cos \frac{(2x+1)u\pi}{16}$$

Formel 2: 2D IDCT

$$f(x,y) = \frac{1}{4} \sum_{u=0}^{7} \sum_{v=0}^{7} C_u C_v C(u,v) \cos \frac{(2y+1)u\pi}{16} \cos \frac{(2x+1)v\pi}{16}$$

$$C_u, C_v = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ für } u,v = 0 \quad C_u, C_v = 1 \text{ für } u,v = 1 \ldots 7$$

Formeln der 1D DCT

Formel 3: 1D FDCT

$$C(u) = \frac{1}{2} C_u \sum_{x=0}^{7} f(x) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{16}$$

Formel 4: 1D IDCT

$$f(x) = \frac{1}{2} \sum_{u=0}^{7} C_u C(u) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{16}$$

$$C_u, C_v = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ für } u = 0 \quad C_u = 1 \text{ für } u = 1 \ldots 7$$

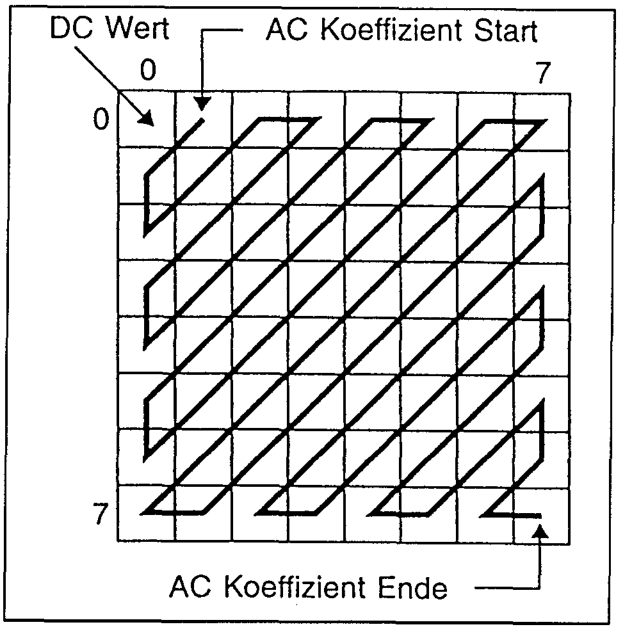
Figuur 15/14.1-11: De DCT-formules voor het omzetten van het "amplitudeverloop" van de luminantie in harmonische frequenties met specifieke amplitudes.

In feite kan deze informatie ook ruimtelijk voorgesteld worden. Men zou een staafdiagram van 8 bij 8 kunnen tekenen, waarbij de hoogten van de staven de waarden van de getallen voorstellen. De toppen van de staven vormen dan een glooiend patroon, op te vatten als een heuvelachtig landschap. De heuvels stellen het verloop van de luminantie voor in het macroblok. Dit is te vergelijken het amplitudeverloop van een elektrisch signaal, maar dan in een tweedimensioneel vlak in plaats van langs één as. Bekend is dat het amplitudeverloop van een signaal met behulp van de Fourier-analyse kan omgezet worden in een discreet frequentiespectrum. Ook op de ruimtelijke amplitudeverdeling van de Y-, U- en V-gegevens kan een analyse worden toegepast, waardoor het amplitudeverloop wordt omgerekend naar een ruimtelijk frequentiespectrum. Dat gaat met behulp van de discrete conisus transformatie, waarvan de formules zijn samengevat in figuur 15/14.1-11. De eerste formule voert de transformatie in de ene richting uit, de derde in de andere richting. De twee overige formules kunnen gebruikt worden om uit de getransformeerde gegevens weer de originele luminantiewaarden te berekenen.

14.1 Achtergrond-informatie MPEG-compressie

1260	-1	-12	-5	2	-2	-3	1
-23	-17	-6	-3	-3	0	0	-1
-11	-9	-2	2	0	-1	-1	0
-7	-2	0	1	1	0	0	0
-1	-1	1	2	0	-1	1	1
2	0	2	0	-1	1	1	-1
-1	0	0	-1	0	2	1	-1
-3	2	-4	-2	2	1	-1	0

Figuur 15/14.1-12: De getallenmatrix die ontstaat na de discrete cosinus transformatie.



Figuur 15/14.1-13: De zigzaggende manier waarop de frequentie-amplitudes in de DCT-matrix worden geschreven.

Het gevolg van de DCT is dat er een nieuwe matrix ontstaat met nog steeds 64 getalletjes. Voor de matrix van figuur 15/14.1-10 levert dit het resultaat van figuur 15/14.1-12 op. Die getallen, die dus ieder de grootte van een harmonische frequentie geven, worden volgens een zigzag-schema in de matrix geschreven (figuur 15/14.1-13). In de linker bovenhoek staat het getal van de DC-component (1.260), rechts daarnaast de amplitude van de eerste harmonische (-1), links onder de amplitude van de tweede harmonisch (-23). Dat gaat al zigzaggend zo verder tot in de rechter benedenhoek de amplitude van de hoogste harmonische (0) wordt genoteerd.

Het toepassen van een discrete cosinus transformatie heeft een aantal voordelen. De matrix van figuur 15/14.1-10 kan geïnterpreteerd worden als het reële verloop van de luminantie over een beeldbereik van 8 bij 8 pixel. De getallen in de DCT-matrix van figuur 15/14.1-13 kunnen niet als dusdanig geïnterpreteerd worden. Het zijn 64 getallen, die op een volledig wiskundige manier het luminantieverloop beschrijven door aan te geven hoe het ruimtelijk frequentiespectrum van het macroblok er uit ziet.

De DCT-omzetting heeft als eerste groot voordeel dat het systeem minder gevoelig wordt voor fouten in de decodering. Stel dat een Video-CD speler een heel foutieve waarde uit de spiraal uitleest. Zou men zonder meer luminantie- en chrominantiewaarden in de spiraal coderen, dan zou ieder foutief uitgelezen bit een felle lichtflits op het scherm tot gevolg kunnen hebben. Leest de speler echter een foutieve waarde van de DCT-matrix uit, dan zal dit alleen tot gevolg hebben dat het luminantieverloop over een heel gebied van 8 bij 8 pixels iets anders wordt. Dat valt veel minder op!

Het tweede grote voordeel van de DCT is dat, onderzoek de DCT-matrix van figuur 15/14.1-13, er een heleboel hogere harmonischen zijn die een erg kleine amplitude hebben. Dat is logisch, want in een blok van 8 bij 8 pixels zullen de Y-, U- en V-waarden waarschijnlijk niet erg variëren. Het amplitudeverloop is dus vrij vlak (laagfrequent), zo-

dat er weinig hogere harmonischen aanwezig zullen zijn. In feite zit de belangrijkste beeldinformatie nu alleen in de linker bovenhoek van de matrix. Een heel groot verschil met de grote getallen over de gehele matrix van figuur 15/14.1-10! Als al die kleine amplitudes van de hogere harmonischen op nul worden gesteld, zal dat nauwelijks gevolgen hebben voor het verloop van de luminantie in het macroblok. De DCT bereidt het systeem dus voor op een grote compressieslag, die in de volgende fase tot stand komt.

Stap 9: De psychovisuele quantisering van de DCT-matrix

Quantiseren is een wiskundig begrip, dat simpelweg vertaald er op neer komt dat grote getallen worden omgezet in kleinere getallen door de grote getallen te delen door een bepaalde factor. Kleine getallen worden door deze deling tot nul gereduceerd. Als men dus de gegevens uit een DCT-matrix quantiseert, dan zullen er een heleboel nullen in de matrix ontstaan. Dit is de basis van de lossy compressie van MPEG. DCT-waarden die door de quantisering worden gereduceerd tot nul, kunnen namelijk nooit ofte nimmer worden herwonnen! Door het quantiseren gaan dus gegevens verloren en wordt de kwaliteit van het originele beeld aangetast. Het zal duidelijk zijn dat de compressiefactor afhankelijk is van de mate van quantisering. Deelt men door grote getallen, dan zullen er veel nullen in de DCT-matrix ontstaan. Het is dan echter onmogelijk de DCT-matrix in de MPEG-decoder nauwkeurig te reconstrueren.

Bij MPEG wordt niet gewerkt met een constante quantiseringsfactor, maar wordt uitgegaan van twee zogenoemde "psychovisuele quantiseringsmatrixen". Deze zijn voorgesteld in figuur 15/14.1-14 en definiëren voor iedere frequentie in de DCT-matrixen van de luminantie en chrominantie een bepaalde unieke quantiseringsfactor. Ieder getal in deze matrixen is de unieke quantiseringsfactor voor de harmonischen die in de DCT-matrixen op dezelfde plaats staan. Na de quantisering van de Y-waarden van de DCT-matrix van figuur 15/14.1-12 ontstaat de gequantiseerde matrix van figuur 15/14.1-15.

Y Quantisierungsmatrizen

16	11	10	16	24	40	51	61
12	12	14	19	26	58	60	55
14	13	16	24	40	57	69	56
14	17	22	29	51	87	80	62
18	22	37	58	68	109	103	77
24	35	55	64	81	104	113	92
49	64	78	87	103	121	120	101
72	92	95	98	112	100	103	99

U,V Quantisierungsmatrizen

17	18	24	47	99	99	99	99
18	21	26	66	99	99	99	99
24	26	56	99	99	99	99	99
47	66	99	99	99	99	99	99
99	99	99	99	99	99	99	99
99	99	99	99	99	99	99	99
99	99	99	99	99	99	99	99
99	99	99	99	99	99	99	99

Figuur 15/14.1-14: De "psychovisuele quantiseringsmatrixen" voor de luminantie- en chrominantiegegevens.

79	0	-1	0	0	0	0	0
-2	-1	0	0	0	0	0	0
-1	-1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

Figuur 15/14.1-15: De DCT-matrix van figuur 15/14.1-12 na quantisering.

Er zijn nu nog maar zes DCT-waarden die niet gelijk zijn aan nul! Blijft de vraag hoe men aan die vreemde quantiseringsfactoren van figuur 15/14.1-14 komt. Welnu, uitgebreide onderzoeken naar de gevoeligheid van het menselijke oog voor vereenvoudiging van de luminantie- en chrominantie-gegevens in een klein beeldje hebben deze waarden als de meest gunstige opgeleverd. Ofwel, quantiseert men met deze factoren, dan zal het herwonnen beeld op het oog het minst afwijken van het niet-gequantiseerde beeld. Men houdt dus rekening met de typische (on)gevoeligheid van het oog, vandaar dat men spreekt van "psychovisuele" quantisering. Overigens is niemand verplicht zich aan deze quantiseringsfactoren te houden. Zoals reeds enige malen geschreven, MPEG is een zeer open standaard, waar iedereen die daar behoefte aan heeft eigen quantiseringsfactoren kan verzinnen. Wel moeten deze factoren dan natuurlijk mee met de datastroom verstuurd worden, zodat de elektronica van de MPEG-decoder deze in een register kan inlezen en gebruiken om de gequantiseerde gegevens terug om te zetten in niet-gequantiseerde DCT-waarden.
Bij dat herwinnen van gegevens heeft men te maken met een tweede afwijking. Het zal duidelijk zijn dat als men een DCT-waarde deelt door haar quantiseringsfactor er zelden een resultaat zonder rest ontstaat. Deze rest wordt verwaarloosd, omdat steeds wordt afgerond naar gehele getallen. Als men nadien in de MPEG-decoder de gequantiseerde waarden weer vermenigvuldigd met de quantiseringsfactoren, ontstaat in de meeste gevallen een andere DCT-waarde dan de originele. Ook deze afrondingsfouten dragen bij aan het lossy karakter van MPEG. Toch lijkt, ondanks al die vereenvoudigingen, weglatingen en fouten, het herwonnen beeld opmerkelijk goed op het oorspronkelijke beeld! Niet alleen een gevolg van de grote ongevoeligheid van het oog, maar ook van het feit dat DCT-waarden worden verwerkt, die niet pixelgewijs de inhoud van een macroblok bepalen, maar de algemene amplitudeverdeling van luminantie en chrominantie in dat blok. Kleine afrondingsfouten beïnvloeden dan de "heuvelachtigheid" van het amplitudeverloop van luminantie en chrominantie en hebben dan veel minder zichtbaar effect op het beeld.

Stap 10:
Het vormen van de seriële datastroom

Na het quantiseren van de luminantie- en chrominantiematrixen van alle macroblokken uit de I-frames worden deze gegevens weer in de structuur van figuur 15/14.1-8 opgenomen. De gegevens worden zigzaggend uit de matrixen van de macroblokken uitgelezen, zodat een seriële datastroom ontstaat. Het gevolg van deze zigzaggende uitlezing is dat er in de code vaak een heleboel nullen achter elkaar staan.

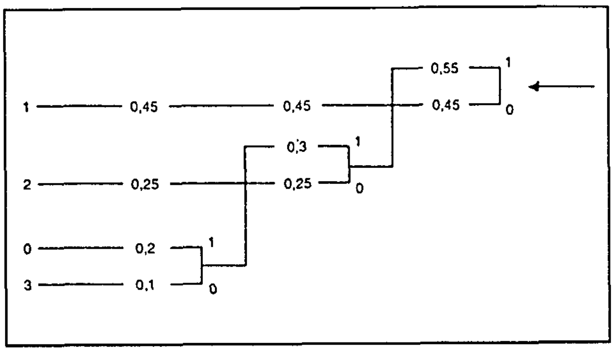
Stap 11:
De "run length codering"

Een eerste stap bij het reduceren van al deze nullen is de zogenoemde "run length codering". Het principe is vrij eenvoudig en al tientallen jaren in gebruik. Een data wordt voorgesteld door acht bits, onder de vorm van RRRR-SSSS. In de vier R-bits wordt het aantal data gecodeerd dat gelijk is aan nul en voor de te coderen data staat. In de S-bits wordt de waarde van de data binair gecodeerd. In figuur 15/14.1-16 is een voorbeeldje ter verduidelijking gegeven.

VOLGORDE	DECIMALE CODE	RUN LENGTH CODE
001	005	XXXX 1010
002	000	
003	000	
004	000	
005	000	
006	000	
007	000	
008	000	
009	000	
010	000	
011	006	1001 0110

Figuur 15/14.1-16: Een voorbeeld van de "run length codering".

14.1 Achtergrond-informatie MPEG-compressie



Figuur 15/14.1-17: Het Huffmann-algoritme verklaard aan de hand van een eenvoudig voorbeeld.

De "volgorde" geeft de seriële datastroom weer, de "decimale code" de waarde van een data uit de stroom. Data 001 heeft een waarde van 5. De codering van de R-bits is in dit voorbeeld onduidelijk omdat niet bekend is hoeveel nul-data vooraf gaan. De S-bits worden gecodeerd met "1010", de binaire representatie van het decimale getal "005". Nadien volgen 9 data die gelijk zijn aan nul. Deze worden niet gecodeerd. Het elfde data heeft "006" als decimale code. Omdat er negen "000"-data vooraf gaan, worden de R-bits gecodeerd met "1001", de binaire code voor 9. De S-bits worden gecodeerd als "0110", de binaire voorstelling van de decimale code "006". Dank zij deze codering worden de lange "000"-stromen heel efficiënt gecodeerd is slechte één byte, hetgeen een zeer grote datareductie oplevert.
De run length codering kent één uitzondering op de regel. Als na een data dat niet nul is alleen nog nul-data volgen, wordt het eerste nul-data gecodeerd met "0000-0000". Omdat bekend is dat een macroblok uit 64 data bestaat kan de MPEG-decoder uit deze ene code gemakkelijk afleiden dat de rest van de data van het macroblok alleen uit nul-data bestaat. De code "0000-0000" wordt "EOB" genoemd, de afkorting van "End Of Block".

Stap 12:
De entropie-codering via Huffmann

In de laatste stap worden de run length bytes nog eens onderworpen aan een zogenoemde "entropie-codering" volgens het Huffmann-algoritme. Bij de Huffmann-codering wordt een seriële data-stroom onderzocht op het statistisch voorkomen van bepaalde codes. Codes die het vaakst aanwezig zijn worden nadien gecodeerd met slechts één bit. Codes die iets minder vaak aanwezig zijn worden gecodeerd met twee bits. De code die het minst aanwezig is wordt gecodeerd met de langste binaire code die het algoritme toelaat. Een en ander wordt toegelicht aan de hand van figuur 15/14.1-17.
De cijfers 1 tot en met 3 staan voor codes. De hardware onderzoekt nu de procentuele aanwezigheid van deze codes in de datastroom. Coder 1 is 45 % aanwezig, code 3 slechts 10 % (tweede kolom). De twee codes die het minst vaak voorkomen krijgen nu de bits "0" en "1" toegewezen en worden nadien gecombineerd. Hun gezamenlijke aanwezigheid bedraagt 30 %, waardoor zij opschuiven naar de tweede plaatst (derde kolom). Nu wordt aan de twee codes die het minst vaak voorkomen weer een "0" en "1" toegekend, nadien worden de codes weer verenigd, hetgeen in het getekend voorbeeld een voorkomen van 55 % oplevert. Deze code komt nu dus het vaakst voor, zodat zij oprukt naar de eerste plaats (vierde kolom). Ook nu wordt weer "0" en "1" toegekend. In dit eenvoudige voorbeeld, waar slechts vier mogelijke codes worden onderzocht, beëindigt het Huffmann-algoritme het voorbereidend werk. Deze codering wordt in een matrix opgenomen en de datastroom wordt een tweede maal doorlopen, waarbij de omcodering tot stand komt. Komt de hardware code "1" tegen, dan wordt deze gecodeerd door een enkelvoudig bit "0". Daarbij maakt het niet uit hoe lang code 1 is! Komt het systeem code 2 tegen, dan wordt dit omgezet in de bitvolgorde "1-0". In het getekende voorbeeld wordt code 3 omgezet in de langste bitcombinatie, namelijk "1-1-0". De Huffmann-codes worden dus van rechts naar links samengesteld door de boomstructuur te volgen van het rechter eindpunt tot aan de betreffende code. Het zal duidelijk zijn dat ook dit systeem een

grote datareductie tot gevolg heeft. De RRRR-SSSS codes van de run length codering, ieder goed voor acht bit, worden via Huffmann omgezet in codes, die gemiddeld genomen veel korter zijn.